



**Mikrowellenmessverfahren zur erdgebundenen
hochgenauen Abbildung von Weltraumobjekten auf
erdnahen Umlaufbahnen**

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

(Dr.-Ing.)

der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,
Informatik und Psychologie der Universität Ulm

von

SIMON ANGER

aus Ulm

Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel
	Prof. Dr.-Ing. John Jelonnek
Amtierender Dekan:	Prof. Dr.-Ing. Maurits Ortmanns

Ulm, 31.01.2020

Vorwort

Diese Arbeit entstand in meiner Zeit als Doktorand am Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme in der Abteilung für Aufklärung und Sicherheit des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt in Oberpfaffenhofen.

Ganz herzlich bedanken möchte ich mich bei Herrn Professor Dr. Menzel für die Betreuung und die stets schnelle und unkomplizierte Unterstützung auf meinem Weg zur Promotion. Ebenfalls gilt mein besonderer Dank Herrn Professor Dr. Jelonnek des KIT für die Übernahme des Koreferats.

Meinem Gruppenleiter Dr. Markus Peichl danke ich für die fachliche Betreuung von Seiten des DLR und ganz besonders für die Möglichkeit, eine so umfangreiche und interessante Forschungsarbeit mit einem derart aufwändigen Experimentalaufbau durchgeführt haben zu dürfen. Allen Kollegen in unserer Fachgruppe und im TechLab sage ich ein herzliches Dankeschön für ihre vielfältige Unterstützung. Ganz besonders gilt der Dank meinen Kollegen Dr. Matthias Jirousek und Stephan Dill für ihren engagierten Einsatz beim aufwändigen und zeitintensiven Aufbau des Experimentalradarsystems in Weilheim, sowie auch für die bedingungslose Unterstützung während der Messungen von Weltraumobjekten zu jeder Tages- und Nachtzeit. Auch meinem langjährigen Bürokollegen und Freund Dr. Eric Schreiber möchte ich für die Unterstützung und die immer freundliche Arbeitsatmosphäre herzlich danken. Allen meinen Mitdoktoranden danke ich sehr für die hilfreichen Anregungen und die unterhaltsamen Fachdiskussionen, die mich bei meiner Arbeit immer vorangebracht haben.

Auch bei Herrn Harald Schreiber möchte ich mich bedanken, der als Software-Ingenieur für die Implementierung der Steuerungssoftware für das Radarsystem verantwortlich war. Meinen Kollegen aus der Werkstatt mit ihrem Leiter Peter Heitzer danke ich für die Konstruktion und Fertigung der aufwändigen mechanischen Aufbauten.

Mein ganz besonderer Dank gilt schließlich meinen Eltern und meinen Schwestern, die besonders während meiner Studienzeit und der Zeit als Doktorand immer für mich da waren und mich in meiner besonderen persönlichen Situation unterstützt haben.

Oberpfaffenhofen, im März 2020

Kurzfassung

Im letzten Jahrzehnt gab es einen Zuwachs an operationellen Satelliten im Weltraum wie nie zuvor und der aktuelle Trend zeigt, dass die Anzahl an Satelliten besonders im erdnahen Weltraum weiter extrem steigen wird. Besonders in diesem Bahnhöhenbereich sind die Satelliten einer großen Gefahr ausgesetzt von Weltraumschrott beschädigt oder zerstört zu werden. Hochaufgelöste Radarbilder bilden hier die Möglichkeit eine detaillierte Analyse der mechanischen Struktur des Satelliten durchzuführen. Die vorliegende Arbeit zeigt die theoretische und vor allem praktische Analyse und Entwicklung eines Mikrowellensensorsystems das es erlaubt, Radarbilder mit extrem großer räumlicher Auflösung von Objekten im Weltraum zu gewinnen. Die Analysen beinhalten hierbei die gesamte Systemkette und stellen die Grundlage eines zukünftigen Radars zur Weltraumüberwachung dar, das sich dem Prinzip der verteilten Aperturen bedienen soll. Zur Systemkette gehören insbesondere die Radarelekttronik, die Wellenausbreitung in der Atmosphäre, die Bahndynamik von Satelliten in einer Erdumlaufbahn, passende Algorithmen zur Prozessierung der Radarbilder sowie sämtliche Fehlereinflüsse auf den Abbildungsprozess. Anhand simulierter Abbildungsergebnisse, basierend auf der Reflektivitätsverteilung eines realen Satelliten, werden die Auswirkungen der verschiedenen Fehlereinflüsse aufgezeigt, analysiert und diskutiert. Die theoretisch erlangten Ergebnisse wurden dann durch ein in dieser Arbeit realisiertes Experimentalsystem validiert. Insbesondere konnten dadurch erstmalig Radarabbildungen der Internationalen Raumstation mit extrem hoher räumlicher Auflösung gewonnen werden. Abschließend zeigt die Arbeit, dass durch die Nutzung von deutlich höheren Sendefrequenzen – im Millimeterwellenlängenbereich – und durch die Nutzung räumlich getrennter Aperturen eine weitere Steigerung der Systemperformanz erzielt werden kann.

Abstract

In the last decade the number of operating satellites orbiting the Earth has increased as never before. It has to be expected, that the total number of satellites, and especially the rate of increase per year, both will keep growing. Considering the potential hazard of damage and destruction by space debris, which is already nowadays massively present in a low earth orbit, ISAR imaging can provide crucial information to characterize the status of satellites and other space objects. The particular work is discussing theoretical and especially experimental analysis and results of an imaging radar providing very high spatial resolution. Those results are considered as the basis for a novel high-performance radar-based imaging concept for the application of space surveillance where the novelty will be realized in rather small distributed apertures and the separation of transmitters and receivers compared to existing space surveillance radars. The theoretical analysis considers the whole system, i.e. radar electronics, wave propagation, space dynamics of orbiting objects and radar image formation, including all error sources which may be present in a high-resolution imaging radar for space object observation. Based on the implemented system simulator and model-based reflectivity maps of real satellites, the impact of such errors on the ISAR image quality is discussed. Using theoretical results the experimental imaging system IoSiS was designed and constructed. In commissioning experiments the performance of the developed satellite imaging radar is validated. In particular, further experiments reveal some unique and detailed high-quality radar images of the International Space Station. Finally, the work provides a detailed analysis for enhancing the system performance by using higher millimeter-wave frequencies and separated apertures. This new approach will allow highest spatial resolution and imaging concepts like radar interferometry, for instance, being not used so far for space observation.

Inhaltsverzeichnis

1	EINLEITUNG	1
2	GRUNDLAGEN ABBILDENDER RADARSYSTEME	9
2.1	Funktionsprinzip und geometrische Auflösung	9
2.2	Radarverfahren zur Erstellung hochaufgelöster Entfernungsprofile	10
2.2.1	Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (FMCW)	11
2.2.2	Kohärentes Pulsradar	12
2.3	Radar mit synthetischer Apertur (SAR)	22
2.4	Radar mit inverser synthetischer Apertur (ISAR)	26
2.4.1	Dopplerauswertung	27
2.4.2	Korrelationsmethode	30
2.4.3	Rückprojektionsmethode	35
3	GRUNDLAGEN DER SATELLITENBEWEGUNG	39
3.1	Das Zweikörperproblem	39
3.1.1	Das Bewegungsgesetz	39
3.1.2	Die Kreisbahn	41
3.1.3	Energie und Geschwindigkeit	43
3.2	Definition und Bestimmung von Bahnelementen	43
3.2.1	Die astronomischen Bahnelemente	43
3.2.2	Die Keplergleichung	46
3.3	Umlaufbahnen künstlicher Satelliten und ihre Eigenschaften	47
3.3.1	Definition von Umlaufbahnen	47
3.3.2	Bestimmung von Distanz sowie Elevations- und Beleuchtungswinkel	49
3.4	Bahnstörungen	51
3.4.1	Störeinflüsse auf die Umlaufbahn von Satelliten	52
3.4.2	Zeitlicher Verlauf der Bahnhöhe realer Weltraumobjekte	53
4	ENTWURF EINES NEUARTIGEN ABBILDUNGSSYSTEMS	55
4.1	Das kohärente Pulsradarsystem GigaRad	55
4.2	Parameterbestimmung des Abbildungssystems für ISAR-Betrieb	57
4.2.1	Pulswiederholfrequenz und Eindeutigkeitsbereich	57
4.2.2	Aufnahmegeometrie und Azimutauflösung	60
4.3	Systemsimulation	62
4.3.1	Referenzstreucentrenmodell als Abbildungsobjekt	63
4.3.2	Abbildungssimulation realer Weltraumobjekte	66
4.4	Defokussierungseffekt aufgrund einer Ablage von der Fokussierungsebene	76
4.5	Rauschen als stochastisches Sendesignal	80

5	FEHLEREINFLÜSSE AUF DEN ABBILDUNGSPROZESS	85
5.1	Atmosphärische Dämpfung.....	85
5.2	Atmosphärische Laufzeitverzögerung	89
5.2.1	Einflüsse der Ionosphäre	89
5.2.2	Einflüsse der Troposphäre	95
5.3	Genauigkeit der Bahnvorhersage und Aufnahmegeometrie.....	105
5.4	Einfluss der hohen Bahngeschwindigkeit	111
5.4.1	Dopplerfrequenz für hohe Systembandbreiten	112
5.4.2	Defokussierung von Entfernungsprofilen aufgrund radialer Geschwindigkeitskomponenten	113
6	ABBILDUNG REALER WELTRAUMOBJEKTE	117
6.1	Die experimentelle Basiskonfiguration IoSiS-0	117
6.1.1	Das Cassegrain-Sendeantennensystem	117
6.1.2	Validierung der Antennenrichtcharakteristika	120
6.2	Charakterisierung der Gesamtkonfiguration IoSiS-0	123
6.2.1	Systemkalibration	124
6.2.2	Bestimmung der Systemrauschtemperatur	131
6.2.3	Rauschäquivalenter Streuquerschnitt des experimentellen IoSiS-Systems	133
6.3	Abbildungsmessungen mit dem IoSiS-0-System	135
6.3.1	Messablauf und Empfangsfensterkonfiguration	136
6.3.2	Entfernungsprofil und Entfernungsverlauf	138
6.3.3	Messtechnische Bestimmung der exakten Überflugzeit	143
6.3.4	ISAR-Abbildung der Internationalen Raumstation (ISS)	147
6.3.5	ISAR-Abbildung einer ausgedienten Raketenoberstufe	159
7	STEIGERUNG DER SYSTEMFÄHIGKEIT DURCH WEITERFÜHRENDE SYSTEMANSÄTZE	163
7.1	Analyse grundlegender Abbildungsparameter	163
7.1.1	Azimutauflösung und Systembandbreite	163
7.1.2	Eindeutigkeitsbereich und Pulswiederholfrequenz	166
7.1.3	Signaldämpfung aufgrund atmosphärischer Effekte	167
7.1.4	Bestimmung des erreichbaren NESZ.....	168
7.2	Gewinnung dreidimensionaler Objektstrukturen mittels ISAR-Interferometrie	172
7.2.1	Grundlagen der ISAR-Interferometrie.....	172
7.2.2	Interferometrische Abbildungssimulation eines Weltraumobjekts	175
7.2.3	Eindeutigkeitsbereich für zukünftige Abbildungssysteme mit höherer Radarmittenfrequenz.....	178
8	ZUSAMMENFASSUNG	181
A	ANHANG	185
A.1	Bahnelemente und Bahndaten realer Weltraumsysteme	185
A.2	Meteorologische Parameter zur Berechnung der troposphärischen Laufzeitverzögerung	187

Physikalische Konstanten, Formelzeichen und Abkürzungen

Physikalische Konstanten

c_0	$299792458 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$	Lichtgeschwindigkeit (Vakuum)
k_B	$1,380649 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$	Boltzmann-Konstante
q_e	$1,602176634 \cdot 10^{-19} \text{ C}$	Elementarladung
ε_0	$8,8541878128 \cdot 10^{-12} \text{ As} \cdot \text{Vm}^{-1}$	Elektrische Feldkonstante
g	$9,80665 \text{ ms}^{-2}$	Fallbeschleunigung
G	$6,67430 \cdot 10^{-11} \text{ m}^2 \text{kg}^{-1} \text{s}^{-2}$	Gravitationskonstante
R_m	$8,3144626181532 \text{ kg m}^2 \text{s}^{-2} \text{mol}^{-1} \text{K}^{-1}$	Gaskonstante

Formelzeichen (Großbuchstaben)

\bar{R}_E	Mittlerer Äquatorradius
Θ_F	Einfallswinkel auf die Fokussierungsebene
Θ_{HWB}	Antennenöffnungswinkel (3dB-Breite)
A_{Az}	Eindeutigkeitsbereich in Azimutrichtung
A_W	Antennenwirkfläche
B_R	Rauschbandbreite
D_{fok}	Länge der synthetischen Apertur im fokussierten Fall
D_{Real}	Durchmesser einer realen Apertur
D_{Syn}	Länge der synthetischen Apertur
D_{unf}	Länge der synthetischen Apertur im unfokussierten Fall
D_x	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit variablem Index
G_E	Empfangsantennengewinn
G_K	Pulskompressionsgewinn
G_P	Prozessierungsgewinn
G_S	Sendeantennengewinn

L_V	Verluste im Radarsystem
N_0	spektrale Rauschleistungsdichte (konstante Dichte)
N_e	Elektronendichte
P_E	Empfangssignalleistung
P_R	Rauschsignalleistung
P_S	Sendesignalleistung (Pulsspitzenleistung)
R_E	Erdradius
R_{SL}	Distanz zum Satelliten
S_E	Empfangsleistungsdichte
S_Z	Leistungsdichte am Zielobjekt
SNR_{Bild}	Signal-zu-Rausch Abstand im Radarbild
SNR_{Puls}	Signal-zu-Rausch Abstand für einen Puls
T_{0K}	Umlaufzeit für kreisförmige Umlaufbahn
T_0	Umlaufzeit
T_A	Antennentemperatur
T_E	Empfängerrauschtemperatur
T_g	Messdauer
T_k	Strahlungstemperatur eines „kalten“ Referenzziels
T_R	Anstiegszeit der Frequenzrampe beim FMCW-Radar
T_{sys}	Systemrauschtemperatur
T_w	Strahlungstemperatur eines „warmen“ Referenzziels
$ x $	Absoluter Betrag
\mathbf{E}_0	Einheitsvektor
β_T	Temperaturgradient
ω_Z	Winkelgeschwindigkeit
Δf	Frequenzhub
\Im	Imaginärteil
\Re	Realteil
ΔL	Differenz der geographischen Länge
Φ	Exzentrische Anomalie
Ω	Länge des aufsteigenden Knotens (Bahnelement)
B	Bandbreite

D	Aperturlänge einer linearen Gruppenantenne
E	Elevationswinkel
H	Systemübertragungsfunktion
K	Kompressionsfaktor
N	Spektrale Rauschleistungsdichte
P	Punktziel, Streuzentrum
R	Entfernung
T	Epoche
\mathbf{E}	Elektrischer Feldvektor
\mathbf{F}	Kraftvektor
\mathbf{M}	Messdatenmatrix
\mathbf{S}	Streuparametermatrix
\mathbf{H}	Entfernungsprofilmatrix

Formelzeichen (Kleinbuchstaben)

$\Delta r_{3\text{dB}}$	Räumliche Auflösung (3dB-Breite)
Δr_{NS}	Räumliche Auflösung (Erste Nullstellenbreite)
$\Delta \varphi_{\text{Az}}$	Winkelschritt in Azimutrichtung
h_{Ap}	Bahnhöhe im Apogäum
h_{B}	Höhe über Normalhöhennull
h_{Pe}	Bahnhöhe im Perigäum
s_{TP}	Tiefpasssignal
Δp_{Az}	Dopplerbandbreite im Ortsfrequenzbereich
Δr_{entf}	Räumliche Auflösung in Entfernungsrichtung
a_E	Große Halbachse des für die Erde angenommenen Ellipsoiden
d_x	Abstand Antennenelement mit variablem Index
e_f	Wasserdampfpartialdruck
f_0	Startfrequenz eines modulierten Pulssignals
f_d	Dopplerfrequenz
f_{diff}	Differenzfrequenz
f_m	Mittenfrequenz

f_s	Momentanfrequenz
f_{LO}	Lokalszillatorfrequenz
k_m	Kreiswellenzahl bei der Radarmittenfrequenz
m_E	Masse der Erde
m_e	Masse Elektron
m_S	Masse Satellit
m_x	Masse mit variablem Index
p_m	Ortsmittenfrequenz
p_x, p_y, p_z	Kartesische Koordinaten (Ortsfrequenzbereich)
r_{Az}	Azimutrichtung
r_{entf}	Entfernungsrichtung
r_{SL}	Distanz des Satelliten zum Massezentrum der Erde
s_{BP}	Bandpasssignal
s_R	Rauschsignal
v_{SK}	Kreisbahngeschwindigkeit
v_r	Radiale Geschwindigkeit
v_s	Bahngeschwindigkeit
$x_{\ddot{A}q}, y_{\ddot{A}q}, z_{\ddot{A}q}$	Kartesische Koordinaten (geozentrisches Äquatorsystem)
x_g, y_g, z_g	Kartesische Koordinaten (geographisches Koordinatensystem)
ε_o	Permittivität des Vakuums
λ_B	Geographische Länge (Radar)
λ_{SL}	Geographische Länge (Satellit)
λ_T	Feuchtigkeitsgradient
λ_m	Freiraumwellenlänge bei der Radarmittenfrequenz
σ^2	Varianz
σ_Z	Radarrückstreuquerschnitt
τ_K	Pulslänge nach Kompression
τ_P	Pulsdauer
φ_{P_1}	Winkelablage eines Punktziels
φ_{Az}	Integrationswinkelbereich in Azimutrichtung
φ_B	Geographische Breite (Radar)
φ_{SL}	Geographische Breite (Satellit)

φ_{xx}	Autokorrelationsfunktion von x
ψ_B	Geozentrische Breite (Radar)
ω_{Az}	Winkelgeschwindigkeit in Azimutrichtung
ω_K	Kreisfrequenz
ϕ_i	Interferometrische Phasendifferenz
Δr_{Az}	Räumliche Auflösung in Azimutrichtung
Δp	Bandbreite im Ortsfrequenzbereich
Δt	Zeitdifferenz
a	Große Halbachse (Bahnelement)
b	Kleine Halbachse (Bahnelement)
dx	Differential
e	Exzentrizität (Bahnelement)
f	Frequenz
i	Inklination (Bahnelement)
k	Kreiswellenzahl
n	Mittlere Bewegung
n	Brechungsindex
p	Ortsfrequenz
t	Zeit
u	Gewichtungsfaktor
x, y, z	Kartesische Koordinaten
\mathbf{r}	Richtungsvektor
λ	Freiraumwellenlänge
μ	Geozentrische Gravitationskonstante
ν	Wahre Anomalie
π	Kreiszahl (3,1415...)
σ	Standardabweichung
φ	Phasenwinkel
ω	Argument des Perigäums (Bahnelement)

Abkürzungen

ALCOR	<i>ARPA Lincoln C-Band Observables Radar</i>
ARPA	<i>Advanced Research Projects Agency</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator, Arbiträrgenerator</i>
BER	<i>Bit Error Rate, Bitfehlerrate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access, Codemultiplexverfahren</i>
COSPAR	<i>Committee on Space Research, Ausschuss für Weltraumforschung</i>
DLR	<i>Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt</i>
ECMWF	<i>European Centre for Medium-Range Weather Forecasts, Europäische Zentrum für mittelfristige Wettervorhersage</i>
EIRP	<i>Equivalent isotropically radiated power, Äquivalente isotrop abgestrahlte Leistung</i>
ESA	<i>European Space Agency, Europäische Raumfahrt Behörde</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access, Frequenzmultiplexverfahren</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformation, Schnelle Fouriertransformation</i>
FMCW	<i>Frequency Modulated Continuous Wave, Frequenzmoduliertes Dauerstrich-Signal</i>
GEO	<i>Geostationary Earth Orbit, geostationäre Umlaufbahn</i>
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System, Globales Navigationssatellitensystem</i>
GPS	<i>Global Positioning System, Globales Positionsbestimmungssystem</i>
GSO	<i>Geosynchronous Earth Orbit, Geosynchrone Umlaufbahn</i>
HAX	<i>Haystack Auxiliary Imaging and Tracking Radar</i>
HF	<i>Hochfrequenz</i>
HST	<i>Hubble Space Telescope, Weltraumteleskop Hubble</i>
HUSIR	<i>Haystack Ultra Wideband Satellite Imaging Radar</i>
HWB	<i>Halbwertsbreite</i>
IoSiS	<i>Imaging of Satellites in Space</i>
IQ	<i>Inphase und Quadratur</i>
ISAR	<i>Inverse Synthetic Aperture Radar, Radar mit inverser synthetischer Apertur</i>
ISS	<i>International Space Station, Internationale Raumstation</i>

ITU	<i>International Telecommunication Union</i> , Internationale Fernmeldeunion
LEO	<i>Low Earth Orbit</i> , Erdnahe Umlaufbahn
LFM	Linear Frequenz Moduliert
LRIR	<i>Long Range Imaging Radar</i>
MEO	<i>Medium Earth Orbit</i> , Mittlere Umlaufbahn
MMW	<i>Millimeter Wave</i> , Millimeterwelle
NORAD	<i>North American Aerospace Defense Command</i> , Nordamerikanisches Luft- und Weltraum-Verteidigungskommando
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
NHN	Normalhöhennull
OSB	Oberes Seitenband
PRF	<i>Pulse Repetition Frequency</i> , Pulswiederholfrequenz
PRT	<i>Pulse Repetition Time</i> , Pulswiederholzeit
RCS	<i>Radar Cross Section</i> , Radarrückstreuquerschnitt
RX	Empfangen
SA	Synthetische Apertur
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i> , Radar mit synthetischer Apertur
SCN	<i>Satellite Catalog Number</i> , Identifikationsnummer für künstliche Erdsatelliten
SES	<i>Société Européenne des Satellites</i> , Europäische Satellitengesellschaft
SGP	<i>Simplified General Perturbations</i> , Mathematisches Modell zur Bahnpropagation
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> , Signal-zu-Rausch Verhältnis
sTEC	<i>Slant TEC</i> , TEC-Wert für eine geneigte Blickrichtung
SWACI	<i>Space Weather Application Center</i>
SWENET	<i>Space Weather European Network</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> , Zeitmultiplexverfahren
TEC	<i>Total Electron Content</i> , Gesamtzahl an Elektronen entlang eines Pfades zwischen zwei Punkten
TECU	<i>Total Electron Content Unit</i> , Definierte Einheitsmenge des TEC
TIRA	<i>Tracking and Imaging Radar</i>
TLE	<i>Two Line Element</i> , Format für Satellitenbahnelemente

TWTA	<i>Travelling Wave Tube Amplifier</i> , Wanderfeldröhrenverstärker
TX	Senden
UNOOSA	<i>United Nations Office for Outer Space Affairs</i>
USB	Unteres Seitenband
UTC	<i>Coordinated Universal Time</i> , Koordinierte Weltzeit
vTEC	<i>Vertical TEC</i> , Vertikaler TEC-Wert in Zenitrichtung

1 Einleitung

Der 4. Oktober 1957 gilt in der Geschichte der Raumfahrt als historisches Datum. Getragen von einer Interkontinentalrakete brachten die UdSSR mit Sputnik 1 (Masse: 83,6 kg) den ersten künstlichen Satelliten in eine Erdumlaufbahn. Der mit Funksendern und Antennen ausgerüstete kugelförmige Satellit mit 58 cm Durchmesser umkreiste die Erde 92 Tage in einer elliptischen Umlaufbahn mit einem maximalen Abstand zur Erde von 946 km, bevor er beim Wiedereintritt in die Erdatmosphäre verglühte. Neben der Begeisterung, die der künstliche Trabant in der Bevölkerung auslöste, konnte mit diesem wissenschaftlichen Experiment u.a. zum ersten Mal die Transmissionsfähigkeit von Funksignalen durch die Ionosphäre gezeigt werden. Auf den Frequenzen 20 und 40 MHz konnte man das von Sputnik gesendete Signal empfangen um einen simplen „Piepton“ zu hören. Bereits im Januar 1958 zogen die USA nach und starteten ihren ersten Erdsatelliten Explorer 1. Darauf folgten der erste militärische Überwachungssatellit Discoverer 1 im Februar 1959 und der erste Wettersatellit Tiros 1 im April 1960 (beide USA) [Mes11].

Heute, etwa 60 Jahre nach dem Start von Sputnik 1, ist eine globalisierte Welt ohne künstliche Satelliten nicht mehr vorstellbar. Die Anwendungsbereiche erstrecken sich hierbei von Kommunikations- und Navigationssatelliten über Fernerkundungs- und Wettersatelliten bis hin zum Außenposten der Menschheit auf der Internationalen Raumstation ISS.

Die Anzahl der seit 1957 erfolgreich durchgeführten Raketenstarts beläuft sich auf ca. 5450, womit ca. 8950 Satelliten in eine Umlaufbahn um die Erde gebracht wurden. Da die meisten Satelliten auf einer sehr erdnahen Umlaufbahn nach einer gewissen Zeit wieder in die Erdatmosphäre eintreten und dadurch abstürzen bzw. verglühen, beträgt die aktuelle Anzahl an Satelliten auf einer Umlaufbahn um die Erde in etwa 5000, wovon sich nur noch etwa 2000 im operationellen Betrieb befinden, da die typische Betriebszeit eines Satelliten auf ungefähr 10 bis 15 Jahre begrenzt ist. Diese noch funktionsfähigen Satelliten bewegen sich je nach Anwendungsgebiet auf unterschiedlichen Umlaufbahnhöhen um die Erde, wie in Abbildung 1.1 dargestellt ist. Die Gesamtanzahl an Satelliten verteilt sich hauptsächlich auf die geostationäre Umlaufbahn sowie auf den Bereich einer erdnahen Umlaufbahn, die bis zu einer Bahnhöhe von etwa 1500 km reicht.

Mehr als die Hälfte der 5000 existenten Satelliten umrundet somit als funktionsloser Weltraummüll die Erde. Eine Beseitigung wäre zwar technisch möglich, aber aufgrund des großen finanziellen und technischen Aufwandes mit aktuellen Mitteln kaum durchführbar. Zu den funktionslosen Satelliten kommt hinzu, dass jede einzelne Mission weitere Objekte neben dem Satelliten selbst in einer Umlaufbahn hinterlässt. Die Entwicklung der Anzahl solcher Objekte zeigt Abbildung 1.2 nach Typ klassifiziert über einen Zeitraum der letzten 60 Jahre [Eur19]. Schon von Beginn an übersteigt die Anzahl dieser funktionslosen Objekte die Anzahl der Satelliten (Nutzlast). Hierbei sind aber kleinere Weltraumschrottteile im dargestellten Diagramm noch nicht berücksichtigt, deren Stückzahlen deutlich größer sind. Die ESA schätzt die Anzahl an Objekten, die größer als 10 cm sind, auf ca. 34.000 Stück. 900.000 Objekte liegen nach Schätzungen in einem Größenbereich von 1-10 cm und 128 Mio. Objekte im Bereich von 0,1-1 cm.

Die höchste Dichte der Weltraumschrottteile liegt u.a. aufgrund der hohen Satellitendichte im Bereich der erdnahen Umlaufbahnen, besonders bei einer Umlaufbahnhöhe von etwa 800 km [Eil16]. Hierdurch zeigt sich, dass Satelliten in einer erdnahen Umlaufbahn dem höchsten Risiko ausgesetzt sind von einem Weltraumschrottteil getroffen und damit beschädigt oder zerstört zu werden. Berücksichtigt man die hohen Bahngeschwindigkeiten von

mehreren Kilometern pro Sekunde und die bereits bei kleinsten Teilchen damit einhergehende enorme kinetische Energie, so stellt jedes dieser Weltraumobjekte eine tickende Zeitbombe dar. Jeder Zusammenstoß zwischen Weltraumschrottteilen oder einem Teilchen und einem Satelliten oder gar der Zusammenstoß zweier Satelliten lässt eine große Menge an weiteren kleineren Weltraumschrottteilen entstehen. Dabei kann ein beteiligter Satellit beschädigt oder sogar komplett zerstört werden. Auch wenn dies aufgrund der enorm großen räumlichen Verteilung der Weltraumobjekte nur sehr unwahrscheinlich ist, ereignete sich dies beispielsweise am 10. Februar 2010. Durch den Zusammenstoß des Satelliten Iridium 33 (Masse: 600 kg) mit dem ausrangierten Satelliten Kosmos 2251 (Masse: 900 kg) entstand eine Trümmerwolke von tausenden kleineren Weltraumschrottteilen, die wiederum durch ihre hohen Bahngeschwindigkeiten eine zusätzliche Gefahr für die operationellen Satelliten darstellen. Die allgemein immer schnellere Zunahme an Weltraumschrottteilen, die durch zufällige weitere Kollisionen entstehen, ist als Kessler-Syndrom bekannt und stellt eine gefährliche Entwicklung in der Raumfahrt dar [Kes78]. Sind die Umlaufbahnen der Weltraumschrottteile hinreichend genau bekannt, lassen sich die Kollisionen zwar vorhersagen und sogar vermeiden, sofern ein Ausweichmanöver mit einem betroffenen Satelliten durchgeführt werden kann. Laut aktuellen Zahlen der ESA werden aber durch das Weltraumüberwachungsnetzwerk SSN (Space Surveillance Network) der USA nur 22.300 Weltraumobjekte bekanntermaßen überwacht und katalogisiert. Alle weiteren Objekte, die aufgrund ihrer Größe von Radaren oder optischen Sensorsystemen bisher nicht erfasst werden können, bleiben eine große und latente Gefahr für die operationellen Satelliten.

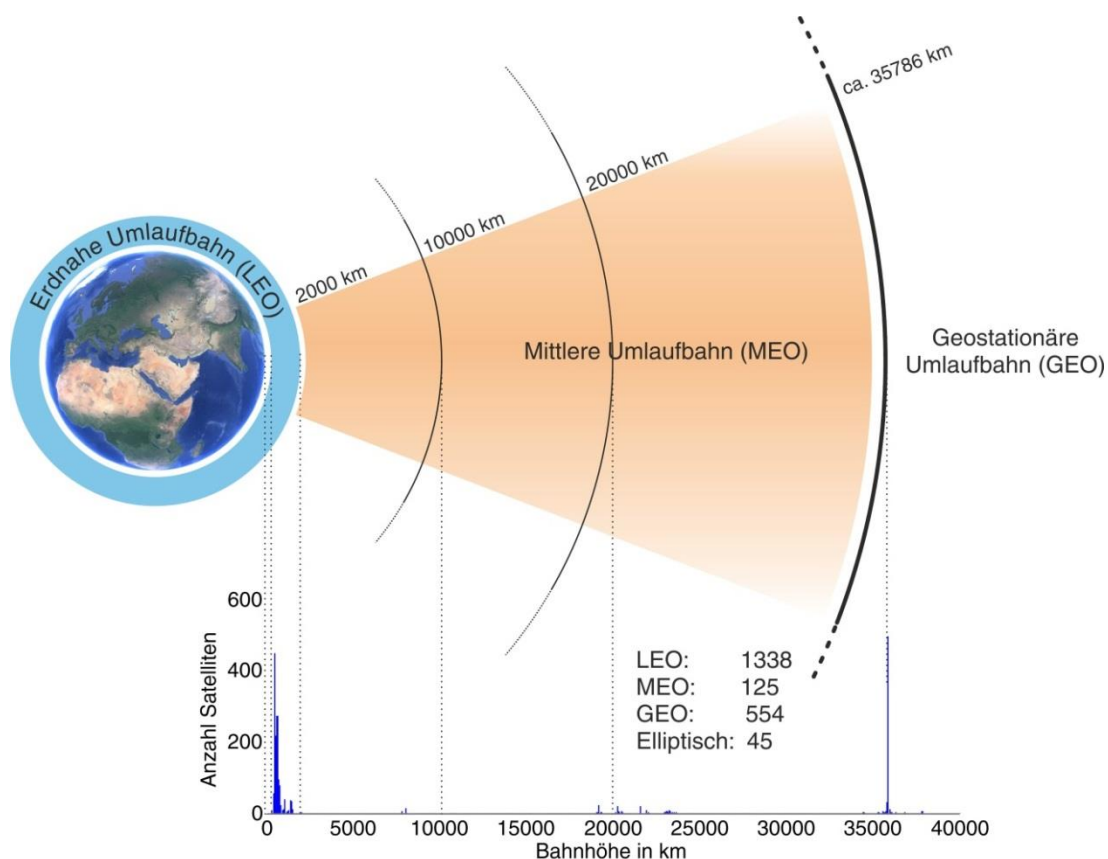


Abbildung 1.1: Definition der Umlaufbahnhöhen und die korrespondierende Anzahl operationell arbeitender Satelliten (Stand: 31.03.2019, UNOOSA).

Neben der Detektion und Bahnbestimmung möglichst vieler Schrottteilchen ist die detaillierte Abbildung von relevanten Weltraumobjekten ein ähnlich großes Bedürfnis aller welt-raumnutzenden Nationen. Das Bedürfnis nach der Fähigkeit, Abbildungen mit hinreichend

hoher räumlicher Auflösung durchzuführen, lässt sich damit erklären, dass die Existenz heutiger Industrienationen und der zugehörigen Lebensqualität vom nahtlosen Funktionieren der operationellen Satellitensysteme abhängt. Ein unvorhersehbarer Ausfall jedes Systems oder auch nur von Teilen davon ist unmittelbar mit wirtschaftlichen, finanziellen und auch qualitativen Einbußen in kleinerem oder auch größerem Maße verbunden. Um frühzeitig Veränderungen wie mechanische Beschädigungen oder Deformationen an einem Satellitensystem zu erkennen bzw. zu verifizieren, die definitiv Indikatoren für einen möglichen Systemausfall darstellen, lässt sich anhand einer hochgenauen und detaillierten Abbildung des zu untersuchenden Objekts eine aktuelle Lagebeurteilung durchführen. Ursachen für mechanische Veränderungen können z.B. durch Kollisionen mit Weltraumschrott hervorgerufen werden, sowie auch durch etwaige Fehlfunktionen des Satelliten selbst. So befinden sich beispielsweise die Solarzellen aus Platzgründen während des Satellitenstarts meist in eingeklapptem Zustand und werden erst in einer bestimmten Höhe, nach dem Abwurf der Nutzlastverkleidung der Trägerrakete, mechanisch ausgefahren. Hierbei kam es schon vereinzelt zu Fehlfunktionen, die ein Ausklappen der Solarzellen verhindert haben, was aber ohne Abbildungsmöglichkeit nicht als unmittelbare Ursache für eine Systemanomalie erkannt werden kann. Auch Einschläge kleiner Schrottteilchen werden häufig nicht unmittelbar registriert und meist erst durch Anomalien beim Betrieb wahrgenommen, die aber vielfältigen Ursachen zugeordnet werden können. Durch die Abbildung mit hinreichend hoher räumlicher Auflösung im Bereich weniger Zentimeter können aber solche Veränderungen eines Satelliten auch regelmäßig überprüft werden, damit rechtzeitig Maßnahmen gegen einen plötzlichen Systemausfall verfügbar sind.

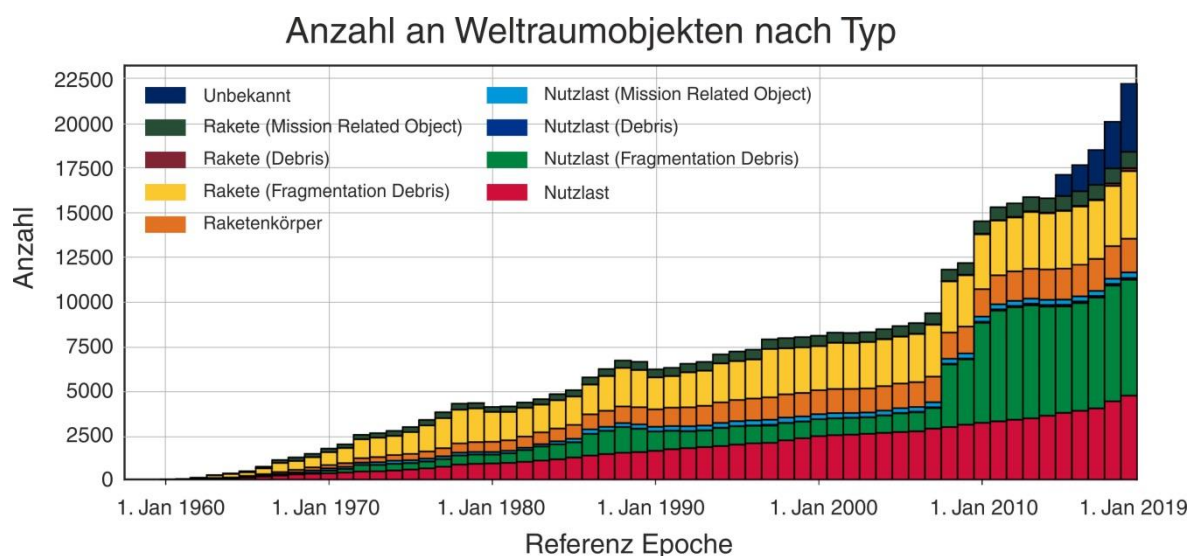


Abbildung 1.2: Entwicklung der Anzahl an Weltraumobjekten seit dem ersten Satellitenstart 1957. Neben der Nutzlast (z.B. Satellit) hinterlässt jede Mission eine Vielzahl an weiteren Objekten im Weltraum, die nach verschiedenen Typen klassifiziert werden. Hierbei ist die Vielzahl an kleinen Weltraumschrottteilen noch nicht berücksichtigt (Quelle: ESA [Eur19]).

Neben der lebensnotwendigen Dienstleistungsinfrastruktur ziviler Satellitensysteme ist die globale weltraumgestützte Informationsbeschaffung bzw. Überwachung und Aufklärung für sicherheitsrelevante Aufgaben unerlässlich. Da z.B. in Krisensituationen nur raumgestützte Systeme eine weltumspannende Informationsquelle darstellen, muss neben den Gefahren durch Weltraumschrott künftig auch das bewusste Stören oder Zerstören von sicherheitsrelevanten Weltrauminformationssystemen als Bedrohung angesehen werden, was den Zweck verfolgt, die autonome Lagebeurteilungsfähigkeit eines Landes empfindlich zu behindern. Als warnendes Beispiel dient hierzu die von der Volksrepublik China beabsichtigte,

demonstrative Zerstörung des Wettersatelliten Fengyun-1C durch eine sogenannte Antisatellitenwaffe (ASAT-Waffe) am 11. Januar 2007. Demzufolge ist auch eine genaue Charakterisierung des Weltraumumfeldes um einen Satelliten in Bezug auf unbekannte Objekte bzw. Satelliten mit unbekannter Mission überlebenswichtig, damit eventuelle Bedrohungen frühzeitig erkannt und geeignete Gegenmaßnahmen erarbeitet werden können.

Der Bedarf einer hochgenauen und räumlich hochaufgelösten Abbildung von Satelliten bzw. allgemein Weltraumobjekten wirft unmittelbar die Frage nach einem geeigneten Sensorsystem auf. Zum einen sollte es von der Erde aus betrieben werden können, was Installation, Zugang, Wartung und Betrieb erleichtert, und zum anderen sollte es in der Lage sein hochqualitative Abbildungen über die Distanz von mindestens mehreren Hundert bis sogar Tausende von Kilometern durchzuführen. Hierfür kommen nur optische oder mikrowellenbasierte Fernerkundungssysteme in Frage. Die Grundidee, eine erdgebundene Beobachtung per Mikrowellen in Form eines abbildenden Radarsystems zu realisieren, liegt weit zurück. So wurde bereits 1970 das ARPA Lincoln C-Band Observables Radar (ALCOR) von den USA in Betrieb genommen, welches den ebenfalls 1970 gestarteten, ersten chinesischen Satelliten abbildete um auf die Größe des Satelliten und die von China erreichbare Nutzlastkapazitäten zu schließen [Cam00]. Tabelle 1.1 zeigt neben den grundlegenden Systemparametern des ALCOR-Systems die Systemparameter einiger aktuell operationell betriebenen radarbasierten Abbildungssysteme im Vergleich mit dem in dieser Arbeit aufgebauten Experimentalsystem IoSiS-0.

Betrachtet man die Antennengröße, so arbeiten die heute bekannten abbildenden Radarsensoren typischerweise mit einer einzigen großen Antennenapertur mit mehreren 10 Metern Durchmesser, um durch einen hohen Antennengewinn die notwendige radiometrische Sensitivität zu erreichen. Bei dem in dieser Arbeit untersuchten Konzept soll ein gänzlich anderer neuartiger Ansatz auf dem Gebiet der Abbildung von Weltraumobjekten gewählt werden. Ein zukünftiges System soll sich hierbei nicht einer einzigen großen Antennenapertur bedienen, sondern einer beliebigen Vielzahl kleinerer Aperturen, die räumlich voneinander getrennt sind und kohärent zusammengeschaltet werden. Die große Antennenwirkfläche, die eine hohe radiometrische Sensitivität erlaubt und für die Detektion und Erfassung der Radarsignatur von weit entfernten Weltraumobjekten notwendig ist, bildet sich so durch kohärente Summation der einzelnen Aperturen. Diese lassen sich in der Zukunftsvision als Massenware kostengünstig herstellen und mittels einer Art von Plug-and-Play-Technik selbst organisierend in den Systemverbund integrieren.

Das in dieser Arbeit theoretisch beschriebene und experimentell realisierte abbildende Radargrundsystem wurde basierend auf diesem neuartigen Ansatz entwickelt und stellt prinzipiell ein erstes Subsystem bzw. eine Basiseinheit bestehend aus einem Sender und einem separaten Empfänger dar, und wird deshalb als IoSiS-0 bezeichnet (zukünftige Erweiterungen wären dann IoSiS-1, IoSiS-2,...). Der in der Weltraumbeobachtung neuartige Ansatz der verteilten Aperturen wird direkt dadurch sichtbar, dass verschiedene Sende- und Empfangsantennen verwendet werden, die zusätzlich räumlich auch über eine größere Distanz getrennt werden können. Als Grundlage aller in der vorliegenden Arbeit vorgestellten Untersuchungen dient das im DLR entwickelte hoch performante X-Band-Radarsystem GigaRad [Ang14] [Jir14], welches daher den verwendbaren Frequenzbereich des IoSiS-0-Systems bestimmt. GigaRad ist als hochdigitalisiertes Radarsystem konzipiert und aufgebaut, mit dem eine nahezu beliebig gestaltbare digitale Signalerzeugung sowie eine zur Signalerzeugung kohärente digitale Signalerfassung der gesamten Bandbreite im Zeitbereich durch Hochgeschwindigkeitsabtaster möglich ist. Sendeseitig lassen sich somit digital arbiträre Sendesignalformen erzeugen und empfangsseitig liegen die Messdaten in der maximal ursprünglichen Form im Zeitbereich für eine weitere Datenverarbeitung und insbesondere zur Korrektur von Fehlereinflüssen vor. Die Verwendung eines solchen Radarsystems stellt für

die Weltraumbeobachtung ebenfalls einen neuartigen Systemaufbau dar. Beispielsweise arbeitet das relativ neue HUSIR-System nach einem FMCW-Prinzip (Deramp processing) bei dem nur linear frequenzmodulierte Sendesignale genutzt werden können [Esh14].

Tabelle 1.1: Übersicht über operationelle Radarsysteme zur Abbildung von Weltraumobjekten und ihre grundlegenden Systemparameter sowie das in dieser Arbeit experimentell realisierte IoSiS-0-System.

	Frequenzbereich	Bandbreite	Antennendurchmesser	Sendeleistung	Pulslänge
HUSIR Haystack Ultra-Wideband Satellite Imaging Radar [Uso07] [Cze14]	W-Band 92-100 GHz	8 GHz	36 m	800 W (\bar{P} : 320 W)	50-1000 μ s
IoSiS-0 Imaging of Satellites in Space [Ang16]	X-Band 10,2 GHz	4,4 GHz	TX 9 m / RX 1,8 m	8 kW (\bar{P} : \leq 500 W)	\leq 50 μ s
MMW Radar Millimeter Wave Radar at the Reagan Test Site on the Kwajalein Atoll [Sta12]	Ka-Band 35 GHz	4 GHz	15 m	60 kW	100 μ s
	W-Band 95,84 GHz	1 GHz	Nicht bekannt	1,6 kW	
HAX/HAY Haystack Auxiliary Imaging and Tracking Radar [Sto06]	Ku-Band 16,7 GHz	2 GHz	12,2 m	50 kW (\bar{P} : 4,9 kW)	1,6384 ms
TIRA Tracking and Imaging Radar	Ku-Band 16,7 GHz	2,1 GHz	34 m	13 kW (\bar{P} : 1,3 kW)	256 μ s
LRIR Long Range Imaging Radar [Cam00]	X-Band 10 GHz	1,024 GHz	36 m	400 kW (\bar{P} : 200 kW)	256 μ s- 50 ms-
ALCOR ARPA Lincoln C-Band Observables Radar [Ave96]	C-Band 5,7 GHz	512 MHz	12 m	3 MW (\bar{P} : 6 kW)	10,2 μ s

\bar{P} : Mittlere Leistung

Die grundlegende Voraussetzung für eine hochaufgelöste und detailreiche Abbildung ist eine möglichst große Systembandbreite, welche die erreichbare Entfernungsauflösung des Radars definiert und hier bereits maximal 4,4 GHz beträgt, was durch den zur Verfügung stehenden Hochleistungsverstärker vorgegeben wird. Im Vergleich mit den in Tabelle 1.1 gelisteten Abbildungssystemen stellt IoSiS-0 demnach mit Abstand das System mit der höchsten relativen Bandbreite dar und liegt auch bei Betrachtung der absoluten Bandbreite und der damit erzielbaren Entfernungsauflösung vor den meisten anderen Systemen. Insbesondere der Antennendurchmesser liegt durch den neuartigen Ansatz TX- und insbesondere RX-seitig deutlich unter dem der anderen Systeme. Der weitere Unterschied der Trennung von TX- und RX-Antenne beim IoSiS-0-System erlaubt ferner die bei sehr großen relativen Bandbreiten kaum zu realisierende hohe Isolation zwischen Sendepfad und Empfangspfad zu gewährleisten. Mit einem Durchmesser der TX-Antenne von 9 m und einer RX-Antenne von 1,8 m hat das IoSiS-0-System somit eine Antennenwirkfläche äquivalent zu einer 4 m-Antenne bei gleichzeitiger Nutzung für TX- und RX-Betrieb. Aus diesem Grund lässt sich in dieser Ausbaustufe „Basiseinheit“ die radiometrische Sensitivität des experimentellen IoSiS-0-Systems nicht mit den aktuell operationellen Abbildungssystemen vergleichen, da es

sich schließlich nur um das Grundsystem handelt. Des Weiteren sollte IoSiS dafür ausgelegt werden, zunächst nur den erdnahen Weltraum bis zu einer Bahnhöhe von 1000 km abzudecken, da dort die größte Satellitendichte vorherrscht (Abbildung 1.1). Es sei an dieser Stelle bereits darauf hingewiesen, dass zum Betrieb dieser hohen Bandbreite im X-Band zu jeder Zeit eine Versuchsfunkgenehmigung durch die Bundesnetzagentur vorlag bzw. vorliegt.

Um möglichst detaillierte Informationen über ein abzubildendes Weltraumobjekt zu erhalten, muss eine möglichst hohe räumliche Auflösung in zumindest zwei Raumdimensionen des Radarbildprodukts erzielt werden. In Entfernungsrichtung wird dies durch die hohe Systembandbreite erreicht. Für die Querrichtung dazu wird das Verfahren des Radars mit synthetischer Apertur (SAR) bzw. des Radars mit inverser synthetischer Apertur (ISAR) angewendet, welches auch in sehr großen Entfernungen die Erstellung höchst aufgelöster Radarbildprodukte erlaubt. Die prinzipielle ISAR-Geometrie zur erdgebundenen Abbildung von Weltraumobjekten zeigt Abbildung 1.3, bei der ein ortsfestes Radarsystem einen bewegten Satelliten beleuchtet (vgl. SAR – Szene ruht, Radar bewegt sich; ISAR – Radar ruht, Szene/Objekt bewegt sich). Hierbei wird die Antennenrichtcharakteristik entsprechend der Umlaufbahn dem Satelliten nachgeführt, so dass ein möglichst großer Beleuchtungswinkelbereich (hier bezeichnet als φ_{SA}) zur Bildung der synthetischen Apertur entsteht, der damit wiederum die erreichbare räumliche Auflösung in Querrichtung bestimmt.

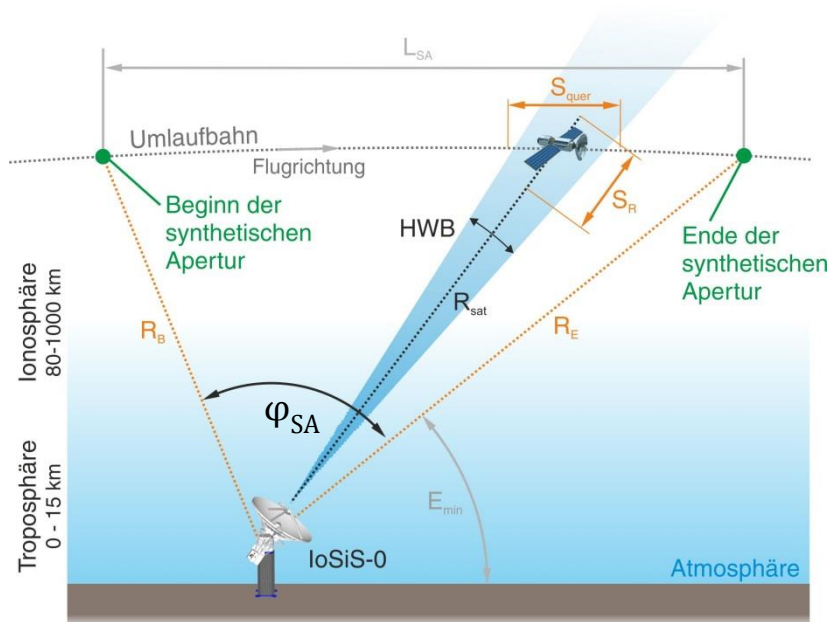


Abbildung 1.3: Prinzipielle Geometrie bei der erdgebundenen Abbildung eines Weltraumobjekts durch Anwendung des ISAR-Verfahrens. Hierbei beleuchtet ein ortsfestes Radarsystem die bewegte Szenerie in Form des Satelliten über einen Winkelbereich φ_{SA} , um eine hohe räumliche Auflösung in Querrichtung zu erreichen.

Die Erstellung hochqualitativer Radarbildprodukte von Objekten im Weltraum, bei denen räumliche Auflösungen im deutlich einstelligen Zentimeterbereich erreicht werden sollen, unterliegt einer Vielzahl möglicher Fehlerquellen, die erst bei dieser Abbildungsqualität erkennbar in Erscheinung treten. Hierzu zählen z.B. die Fehlereinflüsse, hervorgerufen durch die Erdatmosphäre, welche die Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Wellen massiv verändern, was zu Laufzeitverzögerungen und bei derart hohen Signalbandbreiten zu signifikanter Dispersion führt. Aus ähnlichen Gründen ist nicht zuletzt eine präzise Systemkalibration notwendig, um Einflüsse des Radar- und Antennensystems selbst zu kompensieren, damit überhaupt die nominelle Auflösung erreicht werden kann. Schließlich ist auch die

präzise zeitliche Synchronisation von Sender und Empfänger in Bezug auf die Objektbewegung erforderlich, und auch die gemessenen Entfernungsprofile müssen zeitlich bzw. räumlich hinreichend genau arrangiert werden, damit eine maximale Fokussierung im zweidimensionalen Bildprodukt erreicht wird. Weiter wirken sich die extrem hohen relativen Geschwindigkeiten zwischen Sensor und Zielobjekt, die mehrere Kilometer pro Sekunde betragen können, degradierend auf die Radarbildproduktqualität aus, wenn diese nicht kompensiert werden.

Die grundlegenden Forschungsaufgaben der vorliegenden Arbeit gliedern sich in die theoretische Untersuchung des Abbildungsprozesses unter den vorliegenden Randbedingungen, sowie den Entwurf, Aufbau und die experimentelle Verifikation des ersten Grundsystems IoSiS-0. IoSiS-0 soll wie beschrieben bereits als hochperformante Basiskonfiguration die experimentelle Grundlage eines zukünftigen leistungsstarken, hochsensitiven Abbildungssystems mit verteilten Antennenaperturen bilden, und somit werden in dieser Basisausführung bereits erste hochqualitative Abbildungen realer Weltraumobjekte angestrebt.

Die vorliegende Arbeit lässt sich demnach grob in einen theoretischen und einen praktischen Teil gliedern. In ersterem wird zunächst die gesamte Systemkette eines Radarsystems zur hochgenauen Abbildung von Objekten im erdnahen Weltraum modelliert und per Simulation untersucht. Dabei werden alle relevanten Fehlereinflüsse, die bei den extrem hohen zu erzielenden räumlichen Auflösungen in Erscheinung treten, berücksichtigt, um die Auswirkungen auf das Radarbildprodukt untersuchen und bewerten zu können. Das somit implementierte Softwarewerkzeug ist in der Lage, basierend auf realistischen Reflektivitätsverteilungen realer Weltraumobjekte eine End-to-End-Abbildungssimulation durchzuführen, um die erreichbare Leistungsfähigkeit in Bezug auf die Abbildungsqualität des IoSiS-0-Systems visualisieren, bewerten und einordnen zu können. Mit dem visionären Blick auf das Konzept der verteilten Aperturen ist es zudem möglich, die Leistungsfähigkeit zum einen bei variierenden Radarsystemparametern (Frequenz, Antennengröße, usw.) sowie auch bei sukzessiver Erweiterung des IoSiS-0-Systems mit weiteren Empfängersubsystemen zu überprüfen, um daraus z.B. auch Optimierungsstrategien ableiten zu können. Ferner dienen diese theoretisch erlangten Ergebnisse schließlich als Grundlage für den Entwurf, Aufbau und Betrieb des experimentellen Abbildungssystems IoSiS-0, dessen Kernkomponente das beschriebene GigaRad-System darstellt.

Kapitel 2 beschäftigt sich zunächst mit den Grundlagen abbildender Radarsysteme. Hierzu zählt die Beschreibung des grundlegenden Funktionsprinzips der Bildgenerierung beim Radar, was sich von optischer Bilderzeugung fundamental unterscheidet. Grundlage der hochgenauen Radarabbildung sind hochaufgelöste Entfernungsprofile. Hierzu wird zunächst kurz auf das frequenzmodulierte Dauerstrichradar (FMCW) eingegangen und anschließend detailliert das in dieser Arbeit zur Erstellung hochaufgelöster Entfernungsprofile, verwendete Prinzip des kohärenten frequenzmodulierten Pulsradars erklärt. Zudem wird die grundlegende Theorie zur Bildung der synthetischen Apertur beim SAR und ISAR beschrieben. Darüber hinaus werden zwei in dieser Arbeit zur Bildproduktgenerierung verwendete Prozessierungsalgorithmen erklärt.

Beim Erstellen hochauflösender ISAR-Radarbilder ist die hinreichend genaue Kenntnis der Lage des abzubildenden Ziels bezogen auf das Radarsystem eine unverzichtbare Voraussetzung. Deshalb befasst sich das anschließende **Kapitel 3** mit der natürlichen Bewegung künstlicher Erdsatelliten und der Berechnung deren Raumflugbahnen, sowie der Erläuterung der in der Raumfahrt definierten Bahnelemente, die zur Ortsbestimmung und Bahnvorhersage von Objekten im Weltraum dienen. Zudem wird auf Bahnstörungen eingegangen, die eine hochgenaue Radarabbildung empfindlich beeinflussen können.

Kapitel 4 beschreibt theoretisch den Entwurf des neuartigen Abbildungssystems basierend auf dem kohärenten Pulsradar GigaRad, dessen Charakteristika zu Beginn detailliert erklärt werden. Begleitend zur theoretischen Analyse des individuellen neuen Radarkonzepts wird der hierfür entwickelte und implementierte Systemsimulator für die Basiseinheit IoSiS-0 erläutert. Die erreichbare Systemperformanz wird anhand von Simulationsergebnissen untersucht und dargelegt, wobei ideale kanonische Ziele als auch zwei reale Weltraumobjekte Verwendung finden. Mit diesen Werkzeugen ist eine grundlegende Simulationsplattform entstanden, die dem visionären Charakter für zukünftige Weiterentwicklungen des IoSiS-Konzepts ideal gerecht wird. Am Ende des Kapitels wird ferner auf die Erzeugung und die Eigenschaften eines Rauschsignals als stochastische Sendesignalform eingegangen, welche bei der Nutzung mehrerer räumlich verteilter Sendestationen deren simultanen Betrieb im identischen Frequenzband erlauben wird, da hiermit orthogonale Signale bei voller Bandbreite erzeugt werden können.

Wurde in Kapitel 4 noch von einer idealen Abbildung ausgegangen, die keinerlei Fehlereinflüssen unterliegt, so werden in **Kapitel 5** nun sämtliche sich auf den Abbildungsprozess auswirkenden Einflüsse behandelt und ihre Auswirkungen auf die ISAR-Bildproduktqualität per Simulation untersucht. Hierzu zählen grundlegend die durch die Erdatmosphäre auftretenden Einflüsse wie beispielsweise Dämpfung oder die durch die Troposphäre und Ionosphäre hervorgerufenen Laufzeitverzögerungen. Weitere Fehlereinflüsse sind Ungenauigkeiten in der Bahnvorhersage, was zu einer fehlerhaften Aufnahmegeometrie führt, sowie die Auswirkung der sehr hohen Relativgeschwindigkeit zwischen Radarsystem und Weltraumobjekt. Ersteres wird hierbei durch die Auswertung von hochpräzisen Bahndaten eines realen Weltraumobjekts (TerraSAR-X) näher untersucht und bewertet. Aus der Untersuchung der Fehlereinflüsse werden mögliche Lösungsstrategien für die zu kompensierenden Fehler erarbeitet und hinsichtlich ihrer Realisierbarkeit bewertet.

Kapitel 6 stellt schließlich den in dieser Arbeit entwickelten experimentellen Aufbau des IoSiS-0-Systems vor sowie die grundsätzliche Validierung des Gesamtsystems. Letzteres umfasst die Charakterisierung des Antennensystems durch Bestimmung der realen Richtcharakteristika der Sendeantenne sowie die erfolgreiche Systemkalibration des Radarsystems und des Antennensystems in Bezug auf Signallaufzeiten, Dispersion und Frequenzgang. Die zur effizienten Korrektur erarbeitete und implementierte Strategie wird erläutert. Ferner wird die mit dem IoSiS-0-System erreichbare radiometrische Sensitivität durch die Bestimmung der Systemrauschtemperatur abgeleitet. Eine detaillierte Beschreibung der innovativen Lösung für den komplexen Messablauf anhand der verfügbaren Gesamtsituation der IoSiS-Hardware wird erläutert. Schließlich werden die mit dem IoSiS-0-System erzielten vielversprechenden Messergebnisse in Form von ISAR-Abbildungen realer Weltraumobjekte illustriert und diskutiert. Ferner beschreibt das Kapitel eine in dieser Arbeit entwickelte notwendige Methode zur Kompensation einer etwaigen ungenauen Bahnvorhersage.

Alle in den vorherigen Kapiteln vorgestellten Forschungsergebnisse beruhen auf den Systemparametern des IoSiS-0-Systems, welche maßgeblich durch das verwendete GigaRad-System bestimmt werden. **Kapitel 7** stellt losgelöst von zuvor fest vorgegebenen Systemparametern wie Frequenzbereich, Antennengröße, und Systembandbreite die mögliche visionäre Steigerung der Systemperformanz durch Veränderung dieser Parameter vor und visualisiert dies anhand eines Simulationsergebnisses. Darüber hinaus wird beispielhaft gezeigt, wie durch Erweiterung des IoSiS-0-Systems durch das Konzept verteilter Aperturen, d.h. mit weiteren Empfängersubsystemen (IoSiS-1, IoSiS-2...), die räumlich voneinander getrennt sind, die Form eines Weltraumobjekts in drei Raumdimensionen per Radar-Interferometrie aufgelöst werden kann.

2 Grundlagen abbildender Radarsysteme

Das Ziel abbildender Radarsysteme besteht darin, die Radarsignatur einer Szenerie in einem zweidimensional aufgelösten Abbild, welches die Reflektivitätsverteilung der Szene in Abhängigkeit der Systemparameter (Sendefrequenz, Bandbreite, etc.) sowie den Rückstreuungseigenschaften der Szenerie darstellt, zu erfassen. Wichtigstes Anwendungsbeispiel ist die Radarfernerkundung, bei der flugzeuggetragene oder raumgestützte Systeme die Erdoberfläche abbilden um u. a. geophysikalische Parameter anhand der Reflektivitätsverteilung zu bestimmen oder um im militärischen bzw. sicherheitsrelevanten Anwendungsbereich Aufklärung und Überwachung zu leisten. Auch das in dieser Arbeit behandelte System fällt unter den Begriff der Radarfernerkundung wobei der Unterschied zu den zuvor erwähnten Anwendungsbeispielen lediglich in der umgedrehten Blickrichtung liegt (Erde \rightarrow Weltraum).

2.1 Funktionsprinzip und geometrische Auflösung

Jedes Radarsystem stellt prinzipiell einen Entfernungsmesser dar. Basierend auf der Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Felder in einem Medium (hier Luft bzw. Vakuum) und der messbaren Laufzeit Radar-Objekt-Radar werden in Abhängig von den Systemparametern (z.B. Antenne, Sendefrequenz, Bandbreite) sowie den Rückstreuungseigenschaften der Ziele sogenannte Entfernungprofile erstellt. Ein Entfernungprofil entsteht dabei durch die Projektion einer zwei- bzw. dreidimensionalen Szenerie auf eine Gerade, deren räumliche Lage durch die Blickrichtung des Radarsystems (Mittelachse) definiert wird. Das heißt, jedes Radarsystem generiert mit der Erstellung eines Entfernungspfiles eine zunächst eindimensionale Radarabbildung. Dies verdeutlicht Abbildung 2.1.

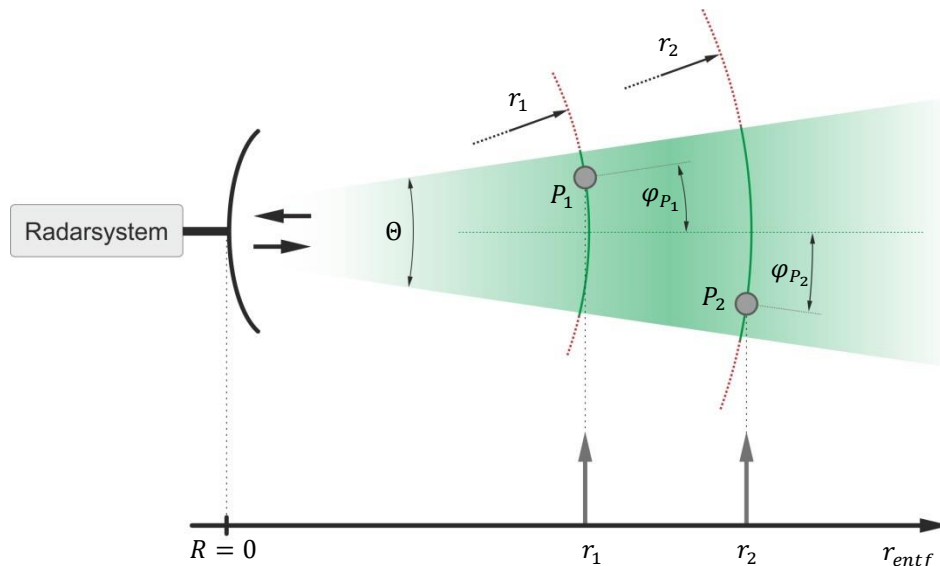


Abbildung 2.1: Oben: Ein Radarsystem beleuchtet einen durch das Antennendiagramm begrenzten Winkelbereich θ in dem zwei Punktziele $P_{1/2}$ im Abstand $R_{1/2}$ und der Winkelablage $\varphi_{P1/2}$ zur Mittelachse liegen. Unten: Durch die Projektion der zweidimensionalen Szenerie auf eine Gerade mit Ursprung im Radarsystem entsteht ein eindimensionales Entfernungprofil der Szenerie.

Ein an einem bestimmten Raumpunkt positioniertes Radarsystem beleuchtet eine Szenerie mit zwei Punktzielen P_1 und P_2 . Als Ergebnis der Messung erhält man das Entfernungsprofil indem der Abstand zu den im beleuchteten Gebiet gelegenen Zielen erkennbar ist, nicht jedoch die Raumrichtung bzw. der Ablagewinkel φ_{P_1} und φ_{P_2} zur Mittelachse in der das entsprechende Punktziel liegt.

Im Allgemeinen können also Ziele auf einem Kreis mit Radius r liegen, dessen Mittelpunkt das Radarsystem bildet. Eingrenzen lässt sich dieser hoch mehrdeutige Bereich, indem wie im gezeigten Beispiel eine Antenne mit Richtwirkung genutzt wird, welche die abgestrahlte und empfangene Leistung in einen gewissen Raumwinkelbereich (Antennenrichtdiagramm) bündelt. Damit wird nun die mögliche Lage der Ziele auf einen Kreisbogen innerhalb des Bündelungsbereichs eingeschränkt. Ziele außerhalb dieses Blickfeldes werden vom Radarsystem nicht detektiert. Bei den hier vorliegenden Betrachtungen wurde angenommen, dass die räumliche Lage des Radarsystems und der Ziele sich in der gleichen Ebene ohne vertikale Ausdehnung befindet, weshalb nur eine zweidimensionale Betrachtung notwendig ist. Um prinzipiell also eine zweidimensionale Radarabbildung zu generieren, muss zusätzlich zur Entfernungsinformation auch die Winkelablage jedes einzelnen Zieles innerhalb der Szenerie bestimmt werden. Dies lässt sich beispielsweise realisieren indem man eine Antenne mit einer sehr großen Bündelung im Vergleich zum gezeigten Beispiel verwendet, deren Richtdiagramm zusätzlich durch mechanische Bewegung der Antenne über die abzubildende Szenerie bewegt wird und somit eine räumliche Abtastung in Querrichtung vornimmt. Eine sehr große Bündelung, hier gleichbedeutend mit einer sehr hohen räumlichen Querauflösung, kann bei gegebener Frequenz nur durch eine sehr große Antennenapertur erreicht werden, was in der Praxis aber nur unter Einschränkungen machbar ist. Das später beschriebene Verfahren des Radars mit synthetischer Apertur erlaubt dagegen eine extrem hohe Auflösung trotz kleiner Antennenapertur, indem über eine Relativbewegung von Radarantenne und Szene und eine kohärente Signalverarbeitung eine große Antennenapertur synthetisiert wird.

Für die zweidimensionale Abbildung ist es also notwendig, das abzubildende Zielgebiet in zwei Raumrichtungen mit entsprechender räumlicher Auflösung abzutasten. Je nach Anwendung ist die erzielbare räumliche Auflösung eines der wichtigsten Qualitätsmerkmale eines Radarbildes, da sich vergleichbar mit der Auflösung in einem optischen Bild bei größerer bzw. besserer Auflösung feinere Details im Bild erkennen lassen. Ein zweidimensionales Radarbild wird durch die beiden Raumrichtungen „Entfernungsrichtung“ und „Azimutrichtung“, welche der Querrichtung entspricht, aufgespannt. Daher unterscheidet man zwischen der Entfernungsauflösung und der Azimutauflösung, wobei letztere auch als Querauflösung bezeichnet werden kann. In der vorliegenden Arbeit wird der Begriff der Azimutrichtung sowie Azimutauflösung verwendet.

Jedes Objekt, so auch ein Satellit, lässt sich für seine physikalische Wechselwirkung mit Radarstrahlung durch sogenannte einzelne Streuzentren beschreiben bzw. modellieren, das jedes für sich genommen ein ideales Punktziel darstellt und im Kollektiv die Reflektivitäts- bzw. Streuzentrenverteilung des Objekts ergeben. Diese Verteilung gilt es vom abbildenden Radarsystem möglichst hochauflösend, d.h. der Anwendung entsprechend hinreichend detailliert, zu erfassen.

2.2 Radarverfahren zur Erstellung hochaufgelöster Entfernungsprofile

Für die Aufnahme von Entfernungsprofilen, die als Grundlage einer Radarabbildung dienen, können verschiedene Verfahren angewendet werden. Im Folgenden wird kurz auf das

Verfahren des frequenzmodulierten Dauerstrichradars (FMCW) sowie genauer auf das in dieser Arbeit verwendete Verfahren des kohärenten Pulsradars eingegangen.

2.2.1 Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (FMCW)

Das frequenzmodulierte Dauerstrichradar (FMCW) arbeitet mit einer sägezahnförmigen Frequenzmodulation bei statischen Zielen, bzw. dreieckförmiger Frequenzmodulation bei bewegten Zielen wie sie in Abbildung 2.2 dargestellt ist [Jan07]. Somit wird hierbei kontinuierlich ein Signal abgestrahlt, und die Entfernungsinformation wird aus dem Vergleich des aktuell erzeugten Signals mit dem nach der Laufzeit zum Ziel empfangenen „älteren“ Signals bestimmt. Beide Signale haben somit einen Frequenzunterschied, der proportional zur Laufzeit bzw. Entfernung ist. Die dreieckförmige Frequenzmodulation erlaubt hierbei die parallele Bestimmung von Geschwindigkeit und Entfernung anhand der unterschiedlichen Kombination aus Differenzfrequenz und Dopplerfrequenz, die bei der ansteigenden und fallenden Frequenzrampe auftreten. Ein Ziel mit der Radialgeschwindigkeit $v_r = 0$ m/s in Bezug zum Radar weist aufgrund der Signallaufzeit zum Ziel und zurück nur eine Verschiebung Δt in zeitlicher Richtung auf, wobei ein sich radial bewegendes Ziel ($v_r \neq 0$) zusätzlich wegen des Dopplereffekts um die Dopplerfrequenz f_d verschoben ist. Ist Δf der Frequenzhub des frequenzmodulierten Signals, T_R die Dauer der ansteigenden Frequenzrampe und Δt die Laufzeitdifferenz zwischen gesendetem und empfangenem Signal so erhält man im Zeitintervall $t_1 < t < t_2$ als Differenzfrequenz für ein feststehendes Ziel

$$f_{\text{diff}} = \frac{\Delta f}{T_R} \cdot \Delta t = \frac{\Delta f}{T_R} \cdot \frac{2r_{\text{Ziel}}}{c_0}. \quad (2.1)$$

Durch umformen erhält man die Zielentfernung zu

$$r_{\text{Ziel}} = \frac{T_R c_0}{2\Delta f} \cdot f_{\text{diff}}. \quad (2.2)$$

Aus der zum Abstand proportionalen Differenzfrequenz lässt sich somit die Zielentfernung bei feststehenden Zielen bestimmen.

Im Fall von bewegten Zielen ist es notwendig beide Rampen der dreieckförmigen Modulation auszuwerten, da der entfernungsbestimmenden Differenzfrequenz die Dopplerfrequenz f_d überlagert ist. Man erhält somit

$$f_{\text{diff,bewegt}} = f_{\text{diff}} \pm f_d = \frac{\Delta f}{T_R} \cdot \Delta t \pm \frac{2v_r}{c_0} \cdot f_s. \quad (2.3)$$

Hierbei ist f_s die momentane Sendefrequenz und unter der Annahme das Ziel bewegt sich auf das Radar zu, gilt die Verknüpfung " − " bei ansteigender Frequenzrampe bzw. " + " bei fallender Frequenzrampe. Werden beide Gleichungen addiert bzw. voneinander subtrahiert, lassen sich die Zielentfernung sowie die Dopplerfrequenz berechnen, unter der Voraussetzung, dass $f_d < f_{\text{diff}}$ gilt. Um die Bedingung zu erfüllen muss beispielsweise die Rampendauer T_R ausreichend kurz gewählt werden, da dadurch die Differenzfrequenz f_{diff} bei konstantem Zielabstand und gleichbleibendem Frequenzhub vergrößert wird. Auch Rampen mit unterschiedlicher Länge oder eine Dopplerauswertung über mehrere Frequenzrampen führen zu einer gleichzeitigen und eindeutigen Bestimmung des Zielabstands und der Geschwindigkeit.

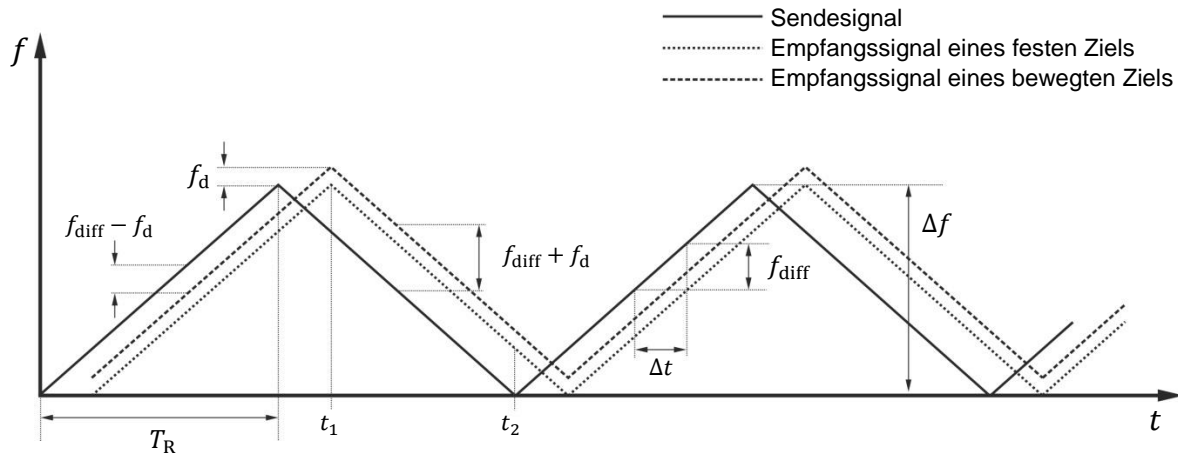


Abbildung 2.2: Zeit-Frequenz-Diagramm eines frequenzmodulierten Dauerstrichradars (FMCW) mit ansteigender und abfallender Frequenzrampe zur simultanen Bestimmung von Entfernung und radialer Geschwindigkeitskomponente eines Ziels.

Die Entfernungsauflösung wird beim frequenzmodulierten Dauerstrichradar über die kleinste auflösbare Frequenzdifferenz bestimmt. Mit der Zeitdauer $T_{Aw} = T_R - \Delta t$, welche die Dauer der auswertbaren Frequenzrampe darstellt, erhält man für die kleinste auflösbare Frequenzdifferenz $\Delta f_{diff} = 1/T_{Aw}$ und mit dem tatsächlich nutzbaren Frequenzhub $\Delta f_A = \Delta f - f_{diff}$ für die Entfernungsauflösung

$$\Delta r_{FMCW} = \Delta f_{diff} \cdot \frac{T_{Aw} c_0}{2 \Delta f_A} = \frac{1}{T_{Aw}} \cdot \frac{T_{Aw} c_0}{2 \Delta f_A} = \frac{c_0}{2 \Delta f_A}. \quad (2.4)$$

Damit trägt nur der Frequenzhub innerhalb des auswertbaren Zeitbereichs zur Entfernungsauflösung bei. Unter der Annahme, dass die Frequenzrampendauer sehr groß gegenüber der Signallaufzeit ist, d.h. $T_R \gg \Delta t$, lässt sich die Entfernungsauflösung näherungsweise schreiben als $\Delta r_{FMCW} = c_0 / 2 \Delta f$, und man erhält damit den Zusammenhang zwischen Entfernungsauflösung und gesamter verfügbarer Bandbreite, hier gegeben durch den gesamten Frequenzhub, wie er auch beim später erläuterten Pulsradar gilt.

Hier zeigt sich nun eine wichtige Eigenschaft des FMCW-Radars, die den möglichen Entfernungsbereich prinzipiell begrenzt. Die Laufzeit Δt und damit die zu messende Entfernung kann nicht beliebig groß gewählt werden ohne eine Verschlechterung der Entfernungsauflösung in Kauf zu nehmen. Insbesondere bei sich sehr schnell bewegenden Zielen ($v_r \gg 0$) kommt dieser Umstand zum Tragen, bei denen durch die Bedingung $f_d < f_{diff}$ die Frequenzrampendauer kurz gewählt werden muss, was sich direkt auf die Größe des möglichen Entfernungsbereichs auswirkt. Für das in dieser Arbeit zu gestaltende Radarsystem zur Abbildung von Weltraumobjekten stellt dieser Umstand einen unmittelbaren Nachteil dar, denn hier treten große Entfernungsbereiche in Verbindung mit sehr hohen radialen Geschwindigkeiten auf, und darüber hinaus sollen sehr hohe räumliche Auflösungen erzielt werden. Daher wird das FMCW-Prinzip hier nicht weiter verfolgt.

2.2.2 Kohärentes Pulsradar

Im Unterschied zum FMCW-Prinzip arbeitet das kohärente Pulsradar durch die Aussendung zeitlich begrenzter Pulse, weshalb also nicht fortwährend Signalleistung mit dem Ziel in Wechselwirkung tritt und vom Radar empfangen werden kann. Betrachtet man zunächst ein Radarsystem welches mit einem unmodulierten Puls der Dauer τ_p als Sendesignal arbeitet

(Abbildung 2.3), so lassen sich zwei Streuzentren bzw. Punktziele P_1 und P_2 , die sich in einem Abstand Δr befinden, im reflektierten Signal gerade noch unterscheiden, wenn gilt

$$\tau_p < \frac{2\Delta r}{c_0}. \quad (2.5)$$

Dies entspricht dem zeitlichen Abstand, mit dem die Echos zweier Punktziele aufgrund des Hin- und Rückwegs am Empfänger eintreffen und sich gerade nicht überlappen.

Bei gegebener Pulsdauer beträgt somit der minimal detektierbare Entfernungsunterschied zwischen zwei Punktzielen

$$\Delta r > \frac{c_0}{2\tau_p}. \quad (2.6)$$

Dieser Wert wird daher auch zur Definition der Entfernungsauflösung herangezogen. Betrachtet man weiter den Zusammenhang zwischen der Pulsdauer τ_p und der dafür notwendigen Bandbreite B des Signals mit $\tau_p \approx 1/B$, so erhält man die allgemein bekannte Form der Entfernungsauflösung, wie sie in ähnlicher Form schon für das FMCW-Radar abgeleitet werden konnte:

$$\Delta r \approx \frac{c_0}{2B} \quad (2.7)$$

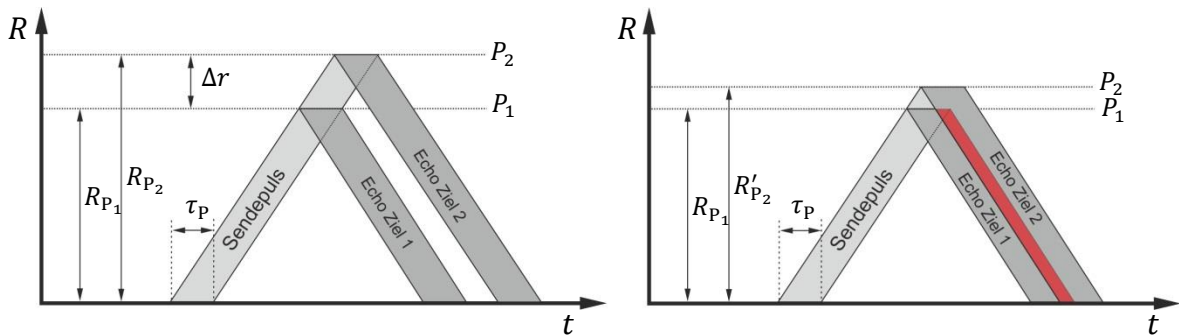


Abbildung 2.3: Links: Signallaufzeit eines unmodulierten Pulses bei Beleuchtung zweier Punktziele P_1 und P_2 im Abstand R_{P_1} und R_{P_2} , die im Empfänger eindeutig getrennt werden können. Rechts: Wenn die Bedingung (2.6) nicht erfüllt ist, lassen sich die beiden Punktziele wegen Überlappung der Echos nicht mehr trennen.

Hierbei wurde basierend auf einem Basisbandsignal die erste Nullstelle im Frequenzspektrum des Pulssignals als Grenzwert der zur Auflösung beitragenden Bandbreite angenommen, weshalb Gl. (2.7) nur als Näherung betrachten werden darf. Sie zeigt aber, dass allein die Bandbreite des verwendeten Sendesignals die erzielbare Entfernungsauflösung bestimmt, wobei mit steigender Bandbreite eine bessere Entfernungsauflösung einhergeht. Im Falle des unmodulierten Pulssignals lässt sich dies nur erreichen, indem man die Pulslänge τ_p entsprechend verringert. In der Praxis aber führt dies zu der Problematik, dass speziell in der Radarfernerkundung zur Erdbeobachtung mit Distanzen von bis zu mehreren 100 km gleichzeitig eine entsprechend kurze Pulsdauer bei sehr hoher Pulsspitzenleistungen benötigt wird, um am Empfänger einen ausreichend hohen Signal-zu-Rauschabstand (SNR) zu erhalten. Dies resultiert daraus, dass die im Puls vorhandene Energie durch die Verkürzung der Pulsdauer verringert wird, was durch eine entsprechend angehobene Pulsspitzenleistung

ausgeglichen werden muss. Da die erzielbare Pulsspitzenleistung durch Systemkomponenten wie den Sendeverstärker begrenzt wird und nicht beliebig verfügbar ist, bedient man sich der Möglichkeit eines modulierten Pulssignals [Lud93]. Die Fokussierung findet dann durch eine Korrelation des Empfangssignals mit dem Sendesignal statt, die auch als Pulskompression bezeichnet wird. Hierdurch wird erreicht, dass die erzielbare Entfernungsauflösung nicht mehr abhängig von der Pulsdauer ist, wie im Fall des unmodulierten Pulssignals. Beide Parameter, Bandbreite und Spitzenleistung, können somit getrennt voneinander festgelegt werden. Wird ein Pulssignal so moduliert, dass die Frequenz über die Pulsdauer linear steigt oder fällt, spricht man von einer linearen Frequenzmodulation. Abbildung 2.4 zeigt das Zeit-Frequenz-Diagramm, den zeitlichen Amplitudenverlauf und den Phasenverlauf eines linear modulierten Pulssignals vor der Pulskompression (links) und nach der Entfernungsfokussierung durch die Pulskompression (rechts).

Die Momentanfrequenz des modulierten Pulssignals ist dabei gegeben durch

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_0 + \frac{\Delta F}{\tau_P} t, \quad 0 \leq t \leq \tau_P. \quad (2.8)$$

Hierbei ist ΔF der Frequenzhub und $\varphi(t)$ die Momentanphase des Pulssignals. Bei großen Zeit-Bandbreite-Produkten, d.h. $|\Delta F| \cdot \tau_P \gg 1$, entspricht der Frequenzhub genau der Bandbreite ($|\Delta F| = B$) welche somit die mit dieser Modulation erzielbare Entfernungsauflösung bestimmt. Das auf die Amplitude 1 normierte Bandpasszeitsignal des linear modulierten Pulses mit der Trägerfrequenz f_0 ergibt sich damit zu

$$\begin{aligned} s_{BP}(t) &= \cos(\varphi(t)) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right) \\ &= \cos\left\{2\pi \int_0^t \left(f_0 + \frac{\Delta F}{\tau_P} t'\right) dt'\right\} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right) \\ &= \cos\left\{2\pi f_0 t + \pi \frac{\Delta F}{\tau_P} t^2\right\} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right). \end{aligned} \quad (2.9)$$

mit $\text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right)$ als Rechteckfunktion der Dauer τ_P und zentriert bei $\tau_P/2$. Nach umsetzen des Bandpasssignals ins Basisband erhält man das äquivalente Tiefpasssignal $s_{TP}(t)$:

$$\begin{aligned} s_{TP}(t) &= s_{BP}(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right) \\ &= e^{j\pi \frac{\Delta F}{\tau_P} t^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right) = e^{j\pi \Delta F \tau_P \left(\frac{t}{\tau_P}\right)^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_P/2}{\tau_P}\right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Um nach Gl. (2.7) die der Bandbreite B entsprechende Entfernungsauflösung bei optimalem SNR zu erreichen, muss das empfangene Signal einem dem Sendesignal angepassten Filter (Optimalfilter) zugeführt werden. Hierbei erfährt das zu filternde Signal eine frequenzabhängige Phasenverschiebung in der Form, dass im Ausgangssignal des angepassten Filters

alle im linear modulierten Signal vorkommenden Frequenzen zu einem Zeitpunkt kohärent aufsummiert werden. Das Signal wird dadurch zeitlich komprimiert, weshalb man hier von einer sogenannten „Pulskompression“ spricht. Dies veranschaulicht Abbildung 2.4 (rechts), die den Frequenz-, Signal- und Phasenverlauf in Abhängigkeit der Zeit für das pulskomprimierte Signal zeigt.

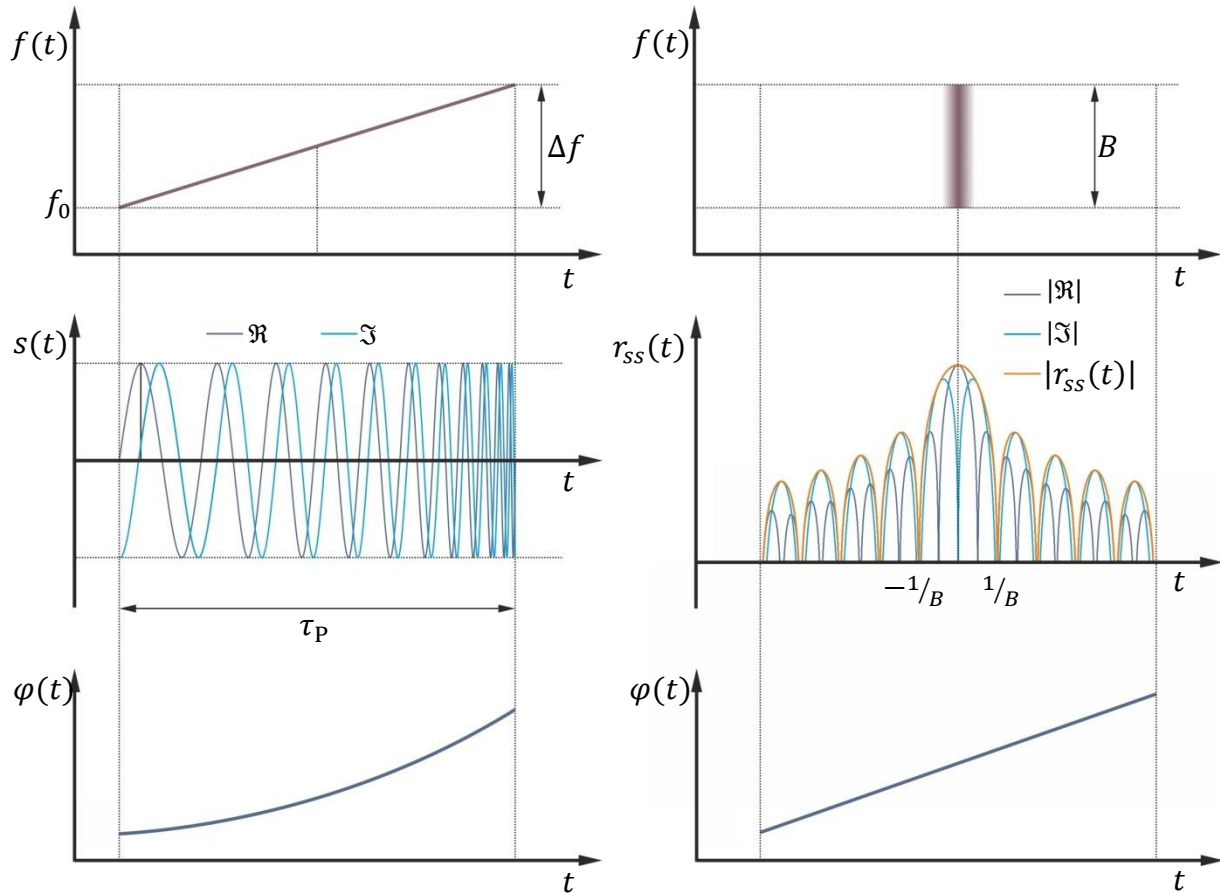


Abbildung 2.4: Links: Linear frequenzmoduliertes Pulssignal (Mitte) mit zugehörigem Zeit-Frequenz-Diagramm (oben) und entsprechendem quadratischen Phasenverlauf (unten). Rechts: Entsprechende Funktionsverläufe nach der Pulskompression. Das Zeitsignal wird hierbei in Phasengquadratur, das heißt einen Inphase-Anteil und einen um 90° in der Phase verschobenen Anteil repräsentiert, was als Real- und Imaginärteil interpretiert werden kann.

Mit der auch als Kompressionsfaktor bzw. Kompressionsgewinn K bekannten Größe, die dem Zeit-Bandbreite Produkt entspricht, d.h.

$$K = |\Delta F| \cdot \tau_P = B \cdot \tau_P, \quad (2.11)$$

lässt sich mit Hilfe von Abbildung 2.4 rechts zeigen, dass der modulierte Puls der Länge τ_P auf die zeitliche Länge τ_K komprimiert wird:

$$\tau_K = \frac{\tau_P}{K} = \frac{1}{B} \quad (2.12)$$

Wenn gilt $B \cdot \tau_p \gg 1$, stellt sich zudem ein Amplitudengewinn des Ausgangssignals gegenüber dem Eingangssignal des Filters entsprechend des Kompressionsfaktors K ein [Mor00], der als Gewinn in Leistungsform wie folgt in dB ausgedrückt werden kann:

$$G_K = 20 \log(K) = 20 \log(B \cdot \tau_p) \quad (2.13)$$

Gleichung (2.12) impliziert ferner, dass bei Anwendung eines modulierten Pulssignals eine Trennung der Abhängigkeit zwischen der Pulsdauer und der Bandbreite, und damit der erzielbaren Auflösung, vorliegt. Letztere wird allein durch den Frequenzhub des modulierten Signals bestimmt, nicht aber durch die Zeitdauer über welche dieser erfolgt. Weiter wirkt sich eine größere Bandbreite nach Gl. (2.13) rechnerisch scheinbar positiv auf den erzielbaren Amplitudengewinn aus. Vorweggenommen muss hierbei aber beachtet werden, dass in realen Systemen mit Vergrößerung der Signalbandbreite auch die Systemrauschbandbreite und damit die durch diese bestimmte Rauschleistung in gleichem Maße vergrößert wird. Deshalb ist zu beachten, dass eine Vergrößerung der Bandbreite zu keinem effektiv höheren Kompressionsgewinn führt. Dieser lässt sich nur durch die Vergrößerung der Pulsdauer beeinflussen, welche sich aber nun im modulierten Fall verlängern lässt, ohne eine Verschlechterung der Auflösung in Kauf nehmen zu müssen. Damit lässt sich dann nach Gl. (2.13) der Amplitudengewinn effektiv vergrößern.

Das Spektrum des Tiefpasssignals von Gl. (2.10) nähert sich bei großen Zeit-Bandbreite Produkten ($B \cdot \tau_p \gg 1$) einem rechteckförmigen Spektrum an und weist einen für eine lineare Frequenzmodulation typischen quadratischen Phasenverlauf auf [Lud93]:

$$S_{TP}(f) = K \cdot \text{rect}\left(\frac{f - B/2}{B}\right) \cdot e^{-j\pi\tau_p\Delta f\left(\frac{f - B/2}{B}\right)^2} \quad (2.14)$$

Auch das Ausgangssignal des im nächsten Abschnitt näher beschriebenen Optimalfilters zur Pulskompression weist ein rechteckförmiges Spektrum auf, wobei der quadratische Phasenterm des Signalspektrums durch die Übertragungsfunktion $H(f) = S_{TP}^*(f)e^{-j2\pi t_0 f}$ des Optimalfilters eliminiert wird. Durch eine inverse Fouriertransformation erhält man dann das dazugehörige pulskomprimierte Zeitsignal welches durch die Fourierbeziehung $|T| \cdot \text{rect}(T \cdot f) \leftrightarrow \text{si}(\pi t/T)$ eine si-Funktion darstellt. Abbildung 2.5 zeigt die zur Leistungsbildung quadrierte si-Funktion, welche die sogenannte Punktzielantwort darstellt. Der Begriff Punktzielantwort leitet sich ab, indem hierzu angenommen wird, im abzubildenden Zielgebiet befindet sich ein einziges ideales Punktziel, ansonsten Vakuum. Die Eigenschaft „ideal“ verleiht dem Punktziel hierbei ein frequenz-, winkel- und amplitudenunabhängiges Rückstreuerverhalten. Des Weiteren werden sämtliche Fehlereinflüsse des Systems sowie der Freiraumausbreitung vernachlässigt, und somit ergibt sich diese als zunächst ideal angenommene charakteristische Funktion.

Die Dämpfung der ersten Nebenmaxima bezogen auf das Hauptmaximum beträgt in etwa 13,3 dB. Eine gebräuchliche Definition der Auflösung, die auch in der vorliegenden Arbeit genutzt wird, ist die Halbwertsbreite (HWB), bei der der Wert des Leistungsdiagramms auf die Hälfte (-3 dB) bezogen auf das Hauptmaximum abgefallen ist. Diese lässt sich abschätzen zu [Sko01]

$$\Delta r_{3\text{dB}} \approx 0.89 \cdot \frac{c_0}{2B}. \quad (2.15)$$

Meist wird der Vorfaktor 0,89 sogar vernachlässigt und nur die Beziehung $c_0/2B$ wird zur näherungsweisen Berechnung herangezogen.

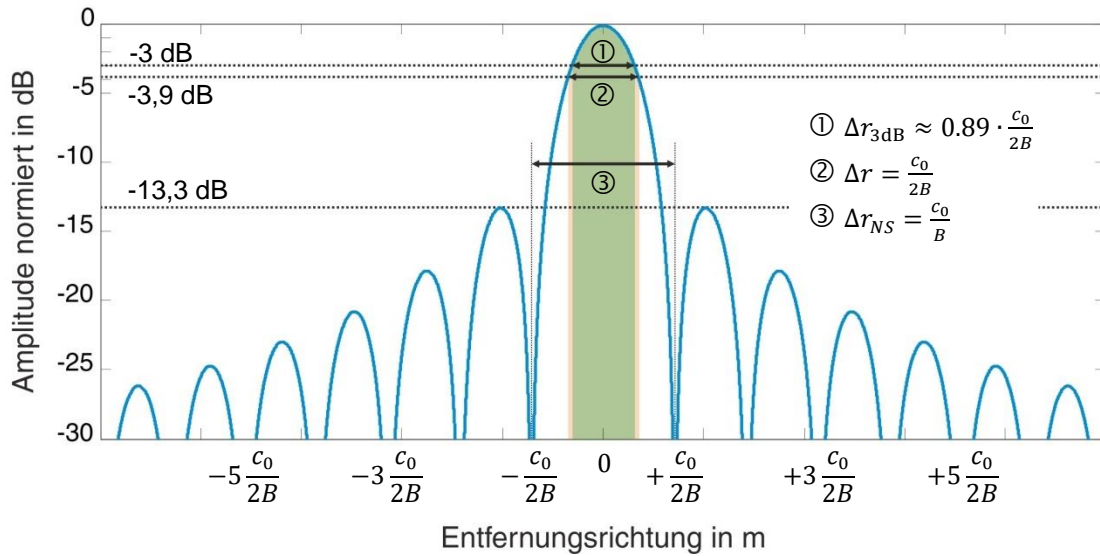


Abbildung 2.5: Ideale Punktzielantwort in Form einer si^2 -Funktion. Es sind daraus abgeleitet drei Definitionen für die räumliche Auflösung gebräuchlich, 1) die Halbwertsbreite, 2) ein dazu gerundeter Wert, und 3) die Breite der Hauptkeule zwischen den ersten Nullstellen. Hierbei wurde bereits aufgrund der hin- und rücklaufenden Welle der Faktor 2 in Entfernungsrichtung (Abszisse) berücksichtigt.

2.2.2.1 Optimalfilter zur Entfernungsfokussierung

Das Ziel der Anwendung eines Optimalfilters bei der Pulskompression ist, zu einem Zeitpunkt t_0 das Verhältnis zwischen Nutzsignalleistung und mittlerer Rauschleistung, also das SNR , zu maximieren. So lässt sich zum einen die der Bandbreite entsprechende Entfurngungsauflösung, sowie zum anderen ein maximales SNR am Ausgang des Optimalfilters generieren. Mit $g(t)$ als komplexes Ausgangssignal und entsprechend $|g(t)|^2$ als Ausgangssignalleistung (bezogen auf einen Widerstand von 1Ω), sowie N als mittlere Rauschleistung, lässt sich die Forderung an das Filter wie folgt ausdrücken [Lud93]

$$SNR = \frac{|g(t_0)|^2}{N} \rightarrow \text{Maximum} . \quad (2.16)$$

Sei $H_{\text{opt}}(f)$ die Übertragungsfunktion des gesuchten Optimalfilters, $s(t)$ das Eingangssignal und die dazugehörigen inversen Fouriertransformierten $H_{\text{opt}}(f) \leftrightarrow h_{\text{opt}}(t)$ die Impulsantwort des Filters bzw. $s(t) \leftrightarrow S(f)$ das Spektrum des Eingangssignals, so ergibt sich das Ausgangssignal des Optimalfilters zum Zeitpunkt t_0 mit:

$$g(t_0) = s(t_0) * h_{\text{opt}}(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) H_{\text{opt}}(f) e^{j2\pi f t_0} df \quad (2.17)$$

In der Realität überlagert sich dem Nutzsignal ein Störsignal, welches im einfachsten Fall als weißes Rauschen N_0 mit konstanter Rauschleistungsdichte $N_0(f) = \text{const.}$ betrachtet werden kann. Allgemeiner betrachtet lässt sich aber auch ein Rauschen beliebiger spektraler Leistungsdichte berücksichtigen, indem man das Rauschen konstanter Rauschleistungsdichte entsprechend filtert. Sei $H_R(f)$ die Übertragungsfunktion eines solchen Filters, erhält man mit $L_R(f) = N_0 |H_R(f)|^2$ ein Rauschen mit einer der Übertragungsfunktion $H_R(f)$

entsprechenden Rauschleistungsdichte, welches nun für die Bestimmung des Optimalfilters herangezogen wird. Die mittlere Störleistung am Ausgang des Optimalfilters ist damit

$$N = N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H_R(f)|^2 |H_{\text{opt}}(f)|^2 df . \quad (2.18)$$

Mit Gl. (2.16) ergibt sich dann mit der für komplexe Zahlen gültigen Beziehung $|m|^2 |n|^2 = |m n|^2$ und der Erweiterung der Gl. (2.17) mit $|H_R(f)|$ für das SNR :

$$SNR = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(f)}{|H_R(f)|} H_{\text{opt}}(f) |H_R(f)| e^{j2\pi f t_0} df \right|^2}{N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H_{\text{opt}}(f) |H_R(f)||^2 df} \quad (2.19)$$

Nun gilt es $H_{\text{opt}}(f)$ so zu wählen, dass das SNR maximal wird. Dies lässt sich basierend auf der Schwarzschen Ungleichung für komplexwertige Funktionen abschätzen [Lud93], bei der das Gleichheitszeichen für $V(f) = w \cdot U^*(f)$ gilt, wobei w eine beliebige reell- oder komplexwertige Konstante sein kann:

$$\left| \int_{f_1}^{f_2} U(f) V(f) df \right|^2 \leq \int_{f_1}^{f_2} |U(f)|^2 df \cdot \int_{f_1}^{f_2} |V(f)|^2 df \quad (2.20)$$

Mit folgenden Beziehungen und der Forderung für Gleichheit in (2.20)

$$U(f) = \frac{S(f)}{|H_R(f)|} e^{j2\pi f t_0} , \quad (2.21)$$

$$V(f) = H_{\text{opt}}(f) |H_R(f)| , \quad (2.22)$$

erhält man für die Übertragungsfunktion des Optimalfilters, bei dem das SNR am Ausgang maximal wird:

$$H_{\text{opt}}(f) = u \frac{S^*(f) e^{-j2\pi f t_0}}{|H_R(f)|^2} = N_0 u \frac{S^*(f) e^{-j2\pi f t_0}}{L_R(f)} \quad (2.23)$$

Hierbei ist u eine reelle, positive Konstante. Bei der Bestimmung dieses Optimalfilters wurde ein Rauschsignal entsprechend der Übertragungsfunktion $L_R(f)$ zu Grunde gelegt, d.h. Rauschen beliebiger spektraler Leistungsdichte. Aus Gl. (2.23) lässt sich nun auch die entsprechende Übertragungsfunktion des Optimalfilters bei weißem Rauschen konstanter Leistungsdichte ableiten, d.h. wenn $|H_R(f)|^2 = L_R(f)/N_0$ wird:

$$H_{\text{opt}}(f) = u S^*(f) e^{-j2\pi f t_0} \quad (2.24)$$

Es zeigt sich unter der Annahme von weißem Rauschen, dass das Optimalfilter allein durch das zu erwartende Eingangssignalspektrum $S(f) \leftrightarrow s(t)$ beschrieben wird, wobei die Übertragungsfunktion des Filters dem konjugiert komplexen Eingangssignalspektrum entspricht. Der Phasenfaktor $e^{-j2\pi f t_0}$ berücksichtigt hierbei die endliche Laufzeit des realen Filters.

Betrachtet man mit dem Betrag $N_0/2$ die zweiseitige spektrale Leistungsdichte, so ergibt sich für die Rauschleistung am Ausgang des Optimalfilters analog zu Gl. (2.18) die Beziehung

$$N = u^2 \frac{N_0}{2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df. \quad (2.25)$$

Mit dem Parsevalschen Theorem $\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt$ ergibt sich dann das SNR am Ausgang zu [Lud93]

$$SNR \leq \frac{|g(t_0)|^2}{N} = \frac{2}{N_0 u^2} \frac{\left| u \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} = \frac{2E}{N_0}. \quad (2.26)$$

Wobei $E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df$ die Signalenergie darstellt. Es zeigt sich damit, dass das maximal erreichbare SNR nur von der Signalenergie sowie der Rauschleistungsdichte abhängig ist, nicht aber von der verwendeten Signalfom, was die Erzeugung auch anderer Sendesignale als der linearen Frequenzmodulation erlaubt. Hiervon wird im weiteren Verlauf der Arbeit auch Gebrauch gemacht.

2.2.2.2 Integrationsgewinn und Bildqualitätsparameter NESZ

Als Grundlage für den Entwurf eines jeden Radarsystems dient die sogenannte Radargleichung. Sie stellt eine Beziehung zwischen den einzelnen grundlegenden Parametern eines Radarsystems sowie auch den Eigenschaften des zu detektierenden Zielobjekts her, woraus die empfangene Leistung und damit dann auch das SNR abgeschätzt werden kann. Mit ihr lässt sich die Empfangsleistung am Antennenfußpunkt des Radarsystems im monostatischen Fall (Sender und Empfänger befinden sich am gleichen Ort) bestimmen zu

$$P_E = S_E \cdot A_W = \frac{G_E G_S P_S \sigma_Z \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_V}, \quad (2.27)$$

mit S_E als Empfangsleistungsdichte und A_W der Antennenwirkfläche der Empfangsantenne, die für jede Art von Antennenform mit dem Gewinn G_E der Empfangsantenne in einem festen Verhältnis steht, d.h. $A_W/G_E = \lambda^2/4\pi$ [Kar11]. Hierbei stellt λ die der Betriebsfrequenz entsprechende Wellenlänge dar. Der Richtwirkung der Sendeantenne wird mit dem Antennengewinn G_S Rechnung getragen, wobei ohne Richtwirkung im Fall des isotropen Kugelstrahlers $G_S = 1$ gilt. P_S ist die Sendeleistung (Pulsleistung), R der Abstand zum Ziel und σ_Z der effektive Rückstreuquerschnitt in Richtung des Radars.

Mit dem Term L_V werden sämtliche Verluste berücksichtigt, die einerseits systemintern (z.B. unberücksichtigte Bauteildämpfung, Verluste durch Signalverarbeitung) verursacht werden aber auch externe Faktoren (z.B. Atmosphärendämpfung) sein können. Bei der Auslegung eines Radarsystems stellt die genaue Bestimmung der zu erwartenden Verluste eine große Herausforderung dar, denn nur wenn der Faktor L_V ausreichend genau charakterisiert werden kann ist es möglich die oben erwähnten Radarparameter der Anwendung entsprechend richtig zu bestimmen.

Dem durch Gl. (2.27) beschriebenen Nutzsignal ist immer ein unvermeidbares Rauschen überlagert, welches zum einen vom Radar selbst verursacht und zum anderen von der Szene

erzeugt und über die Antenne empfangen wird. Der vom Radar erzeugte Beitrag wird z.B. durch die ungeordnete thermische Fluktuation von Elektronen an ohmschen Widerständen sowie Schrotrauschen von Halbleiterbauelementen erzeugt und durch die sogenannte Empfängerrauschtemperatur T_E beschrieben. Die Empfängerrauschtemperatur repräsentiert hierbei die Temperatur eines fiktiv gedachten Widerstandes, der vor den als nun rauschfrei angenommenen Empfänger geschaltet ist.

Der über die Antenne empfangene Beitrag der Messszene wird durch die Antennentemperatur T_A beschrieben und verkörpert das überall vorhandene, thermisch bedingte und natürlich erzeugte Rauschen von Materie, wenn diese eine Temperatur größer als der absolute Nullpunkt von 0 K aufweist. Fasst man diese beiden Rauschtemperaturen zusammen, so spricht man von der Systemrauschtemperatur T_{sys} und für die Rauschleistung am Empfängereingang ergibt sich

$$P_R = k_B (T_E + T_A) B_R = k_B T_{\text{sys}} B_R. \quad (2.28)$$

Hierbei ist $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K die Boltzmann-Konstante und B_R die Rauschbandbreite des Radarsystems die sich mit der Übertragungsfunktion H_{sys} des Systems ergibt [Lud93]:

$$B_R = \frac{1}{|H_{\text{sys}}(f_m)|^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_{\text{sys}}(f)|^2 df \quad (2.29)$$

Die Empfängerrauschtemperatur T_E ist hierbei entsprechend der Kaskadenformel [Vow88] maßgeblich vom ersten Bauelement in der Empfängerkette abhängig, weshalb ein rauscharmer Vorverstärker mit hohem Gewinn möglichst nahe am Antennenfußpunkt platziert werden sollte. Die Antennentemperatur T_A wiederum ergibt sich im Falle der in dieser Arbeit diskutierten Weltraumbeobachtung durch die frequenzabhängige atmosphärische Dämpfung und die Mikrowellenhintergrundstrahlung des Weltraums mit einer Strahlungstemperatur von ca. 3 K. Bei niedrigen Elevationswinkeln während der Messung trägt zudem die über Nebenkeulen der Antenne empfangene Rauschleistung des Erdbodens zur Vergrößerung der Antennentemperatur bei. Die Antennentemperatur bewegt sich damit in einem Bereich zwischen etwa 3 K und maximal 300 K, wobei der hohe Wert nur bei sehr hohen Frequenzen im MMW-Bereich auftritt [Ula81]. Allgemein ergibt sich die Antennentemperatur durch die Faltung der Strahlungstemperaturverteilung der Szenerie mit dem normierten Leistungsrichtdiagramm der Empfangsantenne.

Die Überlagerung von Signal- und Rauschleistung führt zu einer endlich großen Sensitivität des Radarsystems, da Radarsignale unterhalb des Rauschleistungspegels nicht mehr detektiert werden können. Mit Gl. (2.27) und (2.28) erhält man für das SNR bei einem einzelnen Puls

$$SNR_{\text{Puls}} = \frac{P_E}{P_R} = \frac{G_E G_S G_K P_S \sigma_Z \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_V k_B T_{\text{sys}} B_R}. \quad (2.30)$$

Hierbei wurde mit G_K der bereits erläuterte Kompressionsgewinn (Gl. (2.11)) mit berücksichtigt. Eine weitere Steigerung des SNR wird bei der zweidimensionalen Abbildung durch die SAR-Prozessierung der Radarrohdaten (viele einzelne Entfernungsprofile) zu einem Bildprodukt erreicht, was grundlegend einer kohärenten Aufsummierung der einzelnen Entfernungsprofile in einer Bildmatrix entspricht. Wird das jeder einzelnen Entfernungsprofilmessung (ein Puls entspricht einer Profilmessung) überlagerte Rauschsignal $s_R(t)$ als

ergodisch (zeitlicher Mittelwert ist identisch dem Ensemblemittelwert) angenommen und mit einer Gaußschen Amplitudenverteilung mit der Dichtefunktion

$$DF_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2.31)$$

beschrieben, so ergibt sich bei der Summation von n Pulsen (Entfernungsprofile) für das Rauschsignal die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit der Standardabweichung σ bzw. der Varianz σ^2 :

$$DF_g(x) = \sum_{i=1}^n DF_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum \sigma_i^2}} e^{-\frac{x^2}{2 \sum \sigma_i^2}} \quad (2.32)$$

Die Summation der Varianzen $\sum \sigma_i^2$ in Gl. (2.32) zeigt, dass sich bei der Aufsummierung der einzelnen Pulssignale die überlagerte mittlere Rauschsignalleistung des ergodischen Zufallsprozesses addiert, da

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 = \varphi_{ss}(0) = L_R \quad (2.33)$$

mit $\varphi_{ss}(0)$ als Wert der Autokorrelationsfunktion des ergodischen Rauschsignals $s_R(t)$ an der Stelle Null und

$$L_R = \overline{s_R^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s_R^2(t) dt \quad (2.34)$$

der normierten Leistung des Rauschsignals [Ohm10].

Betrachtet man analog dazu das eigentliche Nutzsignal, so ergibt sich bei der Summation von n Pulsen für ein deterministisches Spannungssignal $u(t)$ die maximal resultierende Spannung zu

$$u_g(t) = \sum_{i=1}^n u_i(t) \quad (2.35)$$

und damit für die resultierende Leistung L_{S_g} der aufsummierten deterministischen Signale

$$L_{S_g} = u_g^2 = n^2 \cdot P_S. \quad (2.36)$$

Damit lässt sich nun das Verhältnis bestimmen, um wie viel das SNR durch die Summation von n Pulsen verbessert werden kann. Mit $SNR = n^2 P_S / n P_R$ nach der Summation von n Pulsen ergibt sich der hier als Prozessierungsgewinn bezeichnete Faktor G_P zu

$$G_P = \frac{n^2}{n} = n. \quad (2.37)$$

Damit ergibt sich mit Gl. (2.30) das SNR , dass nach der SAR-Prozessierung bzw. im Bildprodukt erzielt werden kann zu

$$SNR_{\text{Bild}} = \frac{G_E G_S G_K G_P P_S \sigma_Z \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L_V k_B T_{\text{sys}} B_R}. \quad (2.38)$$

In der Radarfernerkundung und insbesondere bei abbildenden Radaren hat sich als sehr aussagekräftiger Bildqualitätsparameter der sogenannte rauschäquivalente (Radarrück-) Streuquerschnitt (Noise Equivalent Sigma Zero) etabliert, der in Anlehnung an den englischen Originalbegriff und das Formelzeichen des griechischen Sigma für den Rückstreuquerschnitt mit $NESZ$ bezeichnet wird [Wan13]. Dieser gibt abhängig von den Radarparametern denjenigen Radarrückstreuquerschnitt an, bei dem $SNR = 1$ bzw. $SNR = 0$ dB für die Dezibelskala gilt. Der $NESZ$ -Wert ergibt sich damit für einen einzelnen Puls zu

$$NESZ_{\text{Puls}} = \frac{(4\pi)^3 R^4 L_V k_B T_{\text{sys}} B_R}{G_E G_S G_K P_S \lambda^2} \quad (2.39)$$

bzw. für das SAR/ISAR-Bildprodukt zu

$$NESZ_{\text{Bild}} = \frac{(4\pi)^3 R^4 L_V k_B T_{\text{sys}} B_R}{G_E G_S G_K G_P P_S \lambda^2}. \quad (2.40)$$

2.3 Radar mit synthetischer Apertur (SAR)

Das Verfahren des Radars mit synthetischer Apertur ermöglicht die Erstellung von Radarbildern mit sehr hoher räumlicher Auflösung insbesondere in Azimutrichtung, auch in sehr großen Entfernungen zum Radarsystem. Hierbei wird in Azimutrichtung eine sehr große virtuelle Antenne (bis zu Kilometern Aperturgröße) mit entsprechend hoher Bündelung durch eine wesentlich kleinere reale Antennenapertur (Dezimeter- bis Meterbereich Aperturgröße) mit entsprechend geringerer Bündelung synthetisiert. Durch sukzessive räumliche Abtastung entlang eines bekannten Pfades wird mit Hilfe der kleinen realen Apertur für jede Abtastposition die komplexe Feldamplitude (Amplitude und Phase) des reflektierten Signals für ein gewünschtes Entfernungssegment aufgezeichnet. Bei der nachfolgenden Signalverarbeitung (SAR-Prozessierung) wird durch kohärente ortsrichtige Summation der komplexen Feldamplituden die synthetische Apertur rein rechnerisch gebildet. Durch diese Summation erfolgt eine zur synthetisierten Aperturgröße korrespondierende Fokussierung an jedem Bildpunkt mit entsprechender räumlicher Auflösung. Äquivalent kann dieser Prozess auch als ein rechnerisches Schwenken des synthetisierten Richtdiagramms in Azimutrichtung verstanden werden. Wichtigste Grundvoraussetzung ist die vollständige Kohärenz der Empfangssignale zwischen den einzelnen Messungen, da insbesondere der Phasenverlauf, über die komplexen Abtastwerte gegeben, die eigentliche Information zur Bildung der synthetischen Apertur beinhaltet. Mit Hilfe von Abbildung 2.6 lässt sich die Richtcharakteristik

für eine große reale Apertur sowie der dieser entsprechenden synthetisierten Apertur anhand eines Punktziels ableiten [Men91] [Fit88].

Die reale Apertur lässt sich dabei im Sende- und Empfangsfall durch eine zeitgleiche z.B. konstante Strombelegung der identischen Antennenelemente darstellen. Alle Signale der Einzelemente werden dabei fest verdrahtet und damit kohärent aufgeteilt (Senden) oder aufsummiert (Empfangen). Im Fall der synthetischen Apertur hingegen werden die Einzelemente zeitlich nacheinander an verschiedenen Ortspositionen angeregt um somit für jedes Einzelement ein separates dem jeweiligen Ort zugewiesenes Sende- und Empfangssignal zu bekommen, welche dann kohärent abgestrahlt bzw. aufsummiert werden. Somit ist physikalisch nur ein einziges Element notwendig, welches aber räumlich an die entsprechenden Abtastpositionen bewegt werden muss.

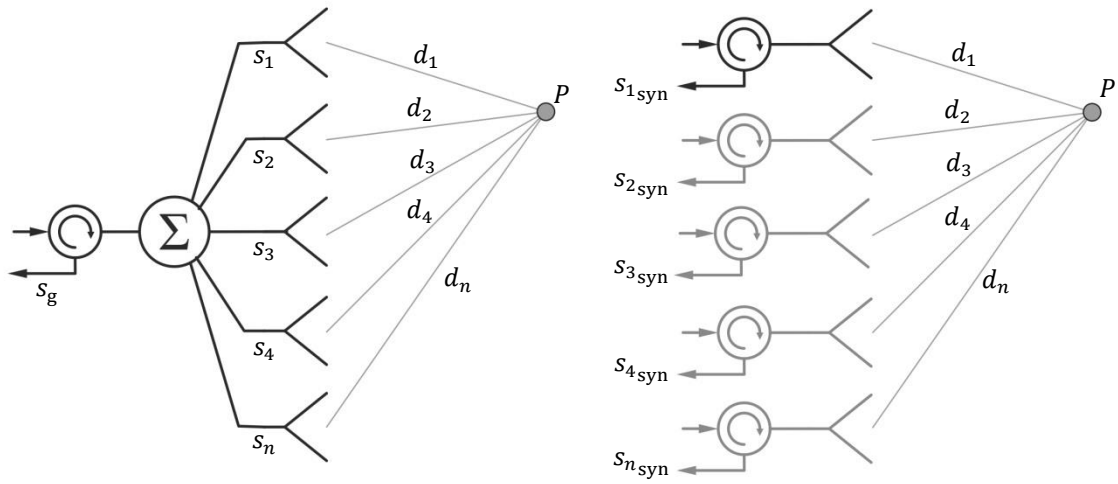


Abbildung 2.6: Vergleich einer durch eine Gruppenantenne beschriebenen realen Apertur (links) und einer durch ein einziges bewegtes Antennenelement synthetisierten Apertur (rechts). Bei der realen Apertur werden alle Antennenelemente physikalisch, d.h. mittels Hardware, zeitgleich angeregt, wobei hingegen bei der synthetisierten Apertur ein einziges Antennenelement sukzessive nacheinander, also im Zeitmultiplex, an räumlich getrennten Positionen angeregt wird.

Betrachtet man nun den Fall der realen Apertur so liefert jedes Einzelement sendeseitig einen Beitrag für das Empfangssignal eines jeden anderen Elements. Das normalisierte komplexe Empfangssignal des n -ten Einzelements ist somit mit der Kreiswellenzahl $k = 2\pi\lambda^{-1}$

$$s_n = e^{-jk(d_n+d_1)} + e^{-jk(d_n+d_2)} + \dots + e^{-jk(d_n+d_N)} = e^{-jkd_n} \sum_{i=1}^N e^{-jkd_i}. \quad (2.41)$$

Damit ergibt sich wiederum durch die kohärente Summierung der Signale jedes Einzelements für das Gesamtsignal der realen Apertur

$$s_g = \sum_{n=1}^N s_n = \sum_{n=1}^N e^{-jkd_n} \sum_{i=1}^N e^{-jkd_i} = \left(\sum_{i=1}^N e^{-jkd_i} \right)^2. \quad (2.42)$$

Der Term $\sum_{i=1}^N e^{-jkd_i}$ in der Klammer stellt die Einweg-Punktzielantwort der Antennen-gruppe für den Empfangsfall dar, welche z.B. in der Mikrowellenradiometrie gilt. Wird die

Antennengruppe für das Senden und Empfangen genutzt, d.h. Zweiweg-Betrieb, so erhält man durch Quadrieren die resultierende Punktzielantwort für das Radar mit realer Apertur.

Bei der synthetisierten Apertur aber ergibt sich das Gesamtsignal durch die nach der Messung durchgeführte Summation der einzelnen Signale jedes Messortes, bzw. eines einzigen über die Länge der Apertur bewegten Sende- und Empfangselements:

$$s_{g_{\text{syn}}} = \sum_{n=1}^N s_{n_{\text{syn}}} = \sum_{n=1}^N e^{-j2kd_n} = \sum_{n=1}^N (e^{-jkd_n})^2 \quad (2.43)$$

Durch Vergleich von Gl. (2.42) und Gl. (2.43) zeigt sich nun ein Unterschied zwischen der realen Apertur und der synthetisierten Apertur. Im ersten Fall erhält man das Quadrat der Summe und im letzteren Fall die Summe eines Quadrates. Das Resultat dieses Unterschieds lässt sich durch die Berechnung der im Fernfeld gültigen Richtcharakteristik der beiden Fälle zeigen [Men91].

Mit der Weglängendifferenz $d \cdot \sin \theta$, welche sich für einen Punkt im Fernfeld zwischen zwei benachbarten Elementen entsprechend Abbildung 2.7 ergibt, erhält man mit der Abkürzung $u = \sin \theta$ und der Kreiswellenzahl k für das Gruppendiagramm der realen Apertur

$$s_{\text{real}}(u) = \left(\sum_{n=-N/2}^{n=+N/2} e^{jk \cdot n d u} \right)^2 = \left(\frac{\sin(\frac{1}{2} k d u (N + 1))}{\sin(\frac{1}{2} k d u)} \right)^2. \quad (2.44)$$

Für die Richtcharakteristik der synthetisierten Apertur ergibt sich

$$s_{\text{syn}}(u) = \sum_{n=-N/2}^{n=+N/2} e^{j2k \cdot n d u} = \frac{\sin(k d u (N + 1))}{\sin(k d u)}. \quad (2.45)$$

Abbildung 2.8 zeigt jeweils das logarithmierte normierte Fernfeldrichtdiagramm der realen Apertur im Vergleich mit der synthetisierten Apertur. Die Phasenänderung entlang der Apertur, d.h. also die zur Fokussierung relevante Information, entsteht bei der Realapertur für jeden Abtastort gegenüber den anderen Orten nur auf dem Empfangsweg, da der Sendeweg pro Abtastort immer der Gleiche ist und alle Orte gleichzeitig abstrahlen.

Beim SAR dagegen geht für jeden Abtastort gegenüber den anderen Orten immer Sende- und Empfangsweg in die Phasenänderung ein. Somit ist die Phasenänderung hierbei doppelt so groß. Dies wiederum führt zu der sichtbaren Verbesserung der Fokussierung um den Faktor 2 im Falle der synthetischen Apertur bei gleicher Größe der Apertur. Somit lässt sich mit einer Synthesestrecke D_{Syn} eine Realapertur mit einer Abmessung von $D_{\text{Real}} = 2 \cdot D_{\text{Syn}}$ generieren.

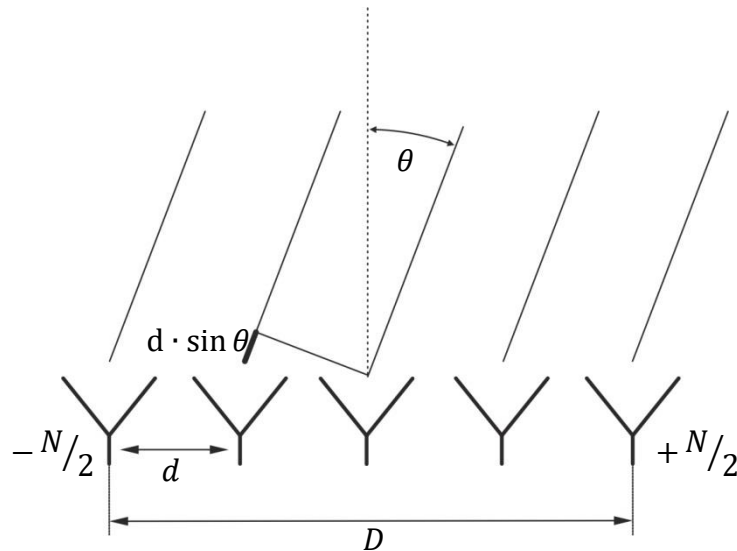


Abbildung 2.7: Geometrieverhältnisse einer linearen Antennengruppe als Grundlage zur Berechnung des Richtdiagramms für die reale und die synthetisierte Apertur.

Bei der Berechnung bislang wurde stets angenommen, dass die Fernfeldbedingung eingehalten wurde. Dies ist aber speziell bei der synthetischen Apertur selten der Fall, da man erst durch eine sehr große Aperturabmessung die gewünschte sehr hohe Fokussierung erreicht. Somit liegen die Ziele im Nahfeld der synthetischen Apertur, weshalb durch eine zusätzliche Phasenkorrektur der einzelnen komplexen Abtastwerte eine Nahfeldfokussierung durchgeführt werden muss. Wird diese nicht angewendet, so spricht man vom „unfokussierten“ SAR, bei dem die maximal wirksame Abmessung der Apertur durch die bekannte Fernfeldbedingung begrenzt wird.

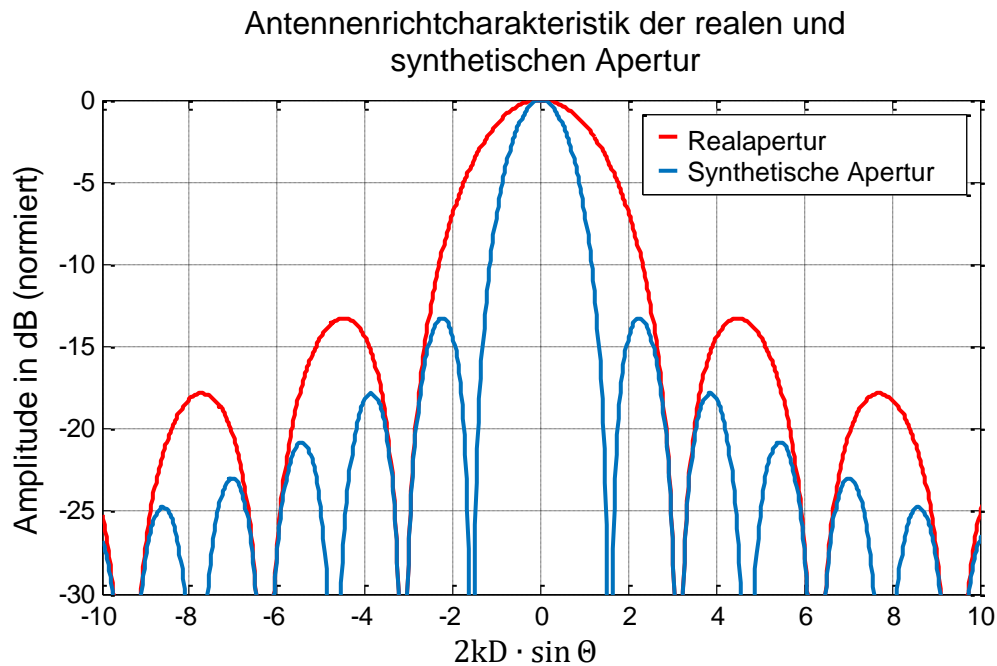


Abbildung 2.8: Vergleich der Fernfeldrichtcharakteristik einer realen Apertur (rot) und einer synthetischen Apertur gleicher Größe. Die Synthese hat eine um den Faktor Zwei verbesserte Fokussierung bei identischer Aperturgröße zur Folge [Men91].

Allgemein betrachtet wird somit beim Radar mit synthetischer Apertur durch die Veränderung der räumlichen Lage des Radarsystems gegenüber dem Ziel eine große Apertur synthetisiert. Hierbei spielt allein die Änderung der relativen räumlichen Lage zwischen Radarsystem und Ziel eine Rolle. Man unterscheidet grundlegend zwischen verschiedenen Aufnahmemodi, die sich durch die Art der relativen Bewegung zwischen Radarsystem und Ziel unterscheiden (Abbildung 2.9). Im einfachsten Fall des sogenannten Streifen-Modus (engl. Stripmap Mode) bewegt sich das Radarsystem auf einem linearen Pfad am Ziel vorbei. In diesem Fall wird die Länge der synthetischen Apertur allein durch den Arbeitswinkelbereich der verwendeten realen Apertur begrenzt. Beim sogenannten Scheinwerfer-Modus (engl. Spotlight Mode) wird durch einen zirkularen Pfad des Radarsystems, oder auch durch die Nachführung der realen Apertur über einen größeren Beobachtungswinkel, die synthetische Apertur realisiert, was eine im Vergleich zum Streifen-Modus größere Azimutauflösung ermöglicht. Die notwendige relative Bewegung zwischen Radarsystem und Ziel erhält man auch, wenn sich bei feststehendem Radarsystem die räumliche Lage des Ziels entsprechend verändert (Abbildung 2.9 unten), was als Radarverfahren mit inverser synthetischer Apertur (ISAR) bezeichnet und im nächsten Abschnitt genauer beschrieben wird.

Speziell in der Radarfernerkundung gibt es bei der Verwendung eines Radars mit synthetischer Apertur weitere, neben den in Abbildung 2.9 dargestellten, Aufnahmemodi. Diese sind aber für die hier vorliegende Arbeit nicht von Bedeutung, weshalb hierzu auf einschlägige Literatur verwiesen wird [Kla00] [Sko01] [Mor00].

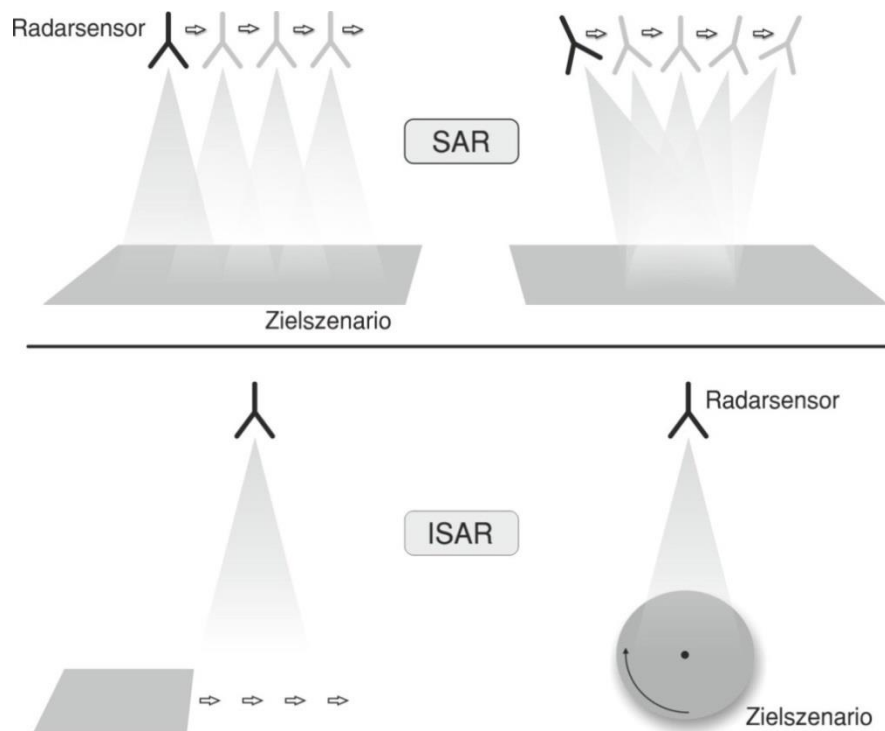


Abbildung 2.9: Vergleich zwischen SAR und ISAR sowie von verschiedenen Aufnahmemodi. Beim Streifen-Modus-SAR bewegt sich der Radarsensor auf einem linearen Pfad am Zielszenario vorbei (oben links). Beim Scheinwerfer-Modus wird durch eine Nachführung der Antenne eine noch größere Azimutauflösung erzielt (oben rechts). Im ISAR-Fall wird ein bewegtes Zielszenario von einem feststehenden Radarsensor beobachtet. Radar mit inverser synthetischer Apertur (ISAR)

2.4 Radar mit inverser synthetischer Apertur (ISAR)

Ein Radar mit inverser synthetischer Apertur zeichnet sich dadurch aus, dass die notwendige Relativbewegung durch ein feststehendes Radarsystem und ein bewegtes Ziel bzw. Szenario zu Stande kommt. Im vorliegenden Fall der Abbildung von Weltraumobjekten wird also die Bewegung des Satelliten auf seiner Umlaufbahn ausgenutzt um die synthetische Apertur zu bilden. Hierbei ist nur wichtig, dass sich die Ausrichtung des Ziels gegenüber dem Radarsystem ändert und sich somit über einen bestimmten Winkelbereich verschiedene Blickrichtungen auf das Ziel ergeben, welche zu den notwendigen Phasenänderungen einzelner Streuzentren führen. Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, ist das Ziel der Verfahren mit synthetischer Apertur durch kohärente Datenverarbeitung (SAR-Prozessierung) eine hohe räumliche Auflösung auch in Azimutrichtung zu erzeugen. In den folgenden drei Abschnitten werden drei Verfahren für die ISAR-Prozessierung von Radarrohdaten beschrieben, wovon zwei in der vorliegenden Arbeit zur Anwendung kommen. Sie unterscheiden sich prinzipiell durch den erforderlichen Rechenaufwand, die erzielbare Qualität des prozessierten Radarbildes, sowie der allgemeinen Grenzen ihrer Einsatzfähigkeit in Bezug auf die Anforderungen an das zu prozessierende Radarbild.

2.4.1 Dopplerauswertung

Die Dopplerfrequenzauswertung lässt sich am einfachsten am Beispiel einer Drehstandanordnung beschreiben, die häufig zur Radarsignaturgewinnung verwendet wird. Die sich ergebende ISAR-Geometrie zeigt Abbildung 2.10 [Men91]. Hierbei beleuchtet das feststehende Radarsystem eine sich mit konstanter Geschwindigkeit drehende Plattform, auf der das abzubildende Zielobjekt positioniert ist.

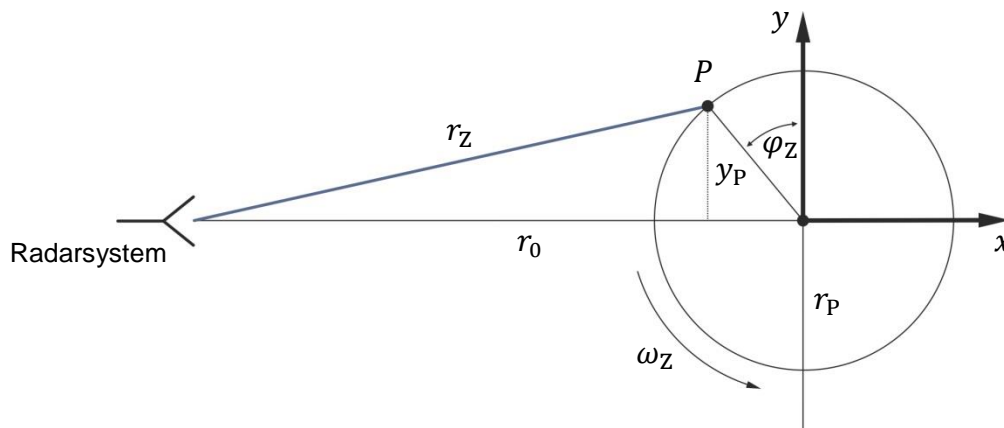


Abbildung 2.10: Geometrie einer ISAR-Drehstandanordnung, bei der ein feststehendes Radarsystem ein rotierendes Zielszenario beleuchtet. Ein Punktziel P rotiert dabei mit der Winkelgeschwindigkeit ω_Z im Abstand r_P zum Drehpunkt, der sich wiederum im Abstand r_0 vom Radarsystem befindet.

Mit ω_Z als Winkelgeschwindigkeit der Drehplattform, r_P als Radius der vom Punktziel P beschriebenen Kreisbewegung und r_0 als Abstand vom Radarsystem zum Drehpunkt beträgt unter der Voraussetzung $r_P \ll \sqrt{r_0 \lambda / 2}$ die zeitabhängige Distanz vom Radarsystem zum Punktziel

$$r_z(t) = r_0 - r_p \sin(\varphi_z) = r_0 - r_p \sin(\omega_z t). \quad (2.46)$$

Damit erhält man mit $s_S(t)$, dem vom Radar ausgesendeten Signal, und ohne Berücksichtigung der Freiraumdämpfung, das zeitabhängige am Punktziel reflektierte Empfangssignal mit

$$s_E(t) = s_S(t) \cdot e^{-j\phi} = s_S(t) \cdot e^{-j2kr_z(t)} = (t) \cdot e^{-j2kr_0 + j2kr_p \sin(\omega_z t)}. \quad (2.47)$$

Somit erfährt das Signal $s_E(t)$ durch den ersten Phasenterm zunächst eine konstante Phasenverschiebung aufgrund der Distanz r_0 zum Drehpunkt. Die relevante und bei der Dopplerfrequenzauswertung genutzte Information steckt im zweiten Phasenterm, der entsprechend des variierenden Abstands r_z zu einer variierenden Phasenverschiebung führt, die sich durch die Ableitung $d\phi/dt$ als Dopplerfrequenz ausdrücken lässt. Auf Grundlage eines Pulsradars ist hierbei jedoch zu beachten, dass sich für die notwendige Phasenänderung der Abstand von einem Puls zum nächsten verändern muss, sich jedoch nicht während eines einzelnen Pulses ändern soll. Somit erfährt der eigentliche Puls nicht zwingend eine Frequenzverschiebung aufgrund der Dopplerfrequenz. Diese Annahme ist gerechtfertigt, wenn die Pulsdauer und die Entfernungsänderung während des Pulses hinreichend klein gegenüber der Veränderung von Puls zu Puls sind. Die Dopplerfrequenz lässt sich damit durch die variierende Phase zwischen den einzelnen Pulsen auswerten und ergibt sich zu [Kla00]

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{2\omega_z r_p}{\lambda} \cos(\omega_z t), \quad \varphi_z = \omega_z t, \quad (2.48)$$

was wiederum mit der Beziehung $y_p = r_p \cdot \cos(\varphi_z)$ aus Abbildung 2.10 die momentane Ablage des Punktziels in Azimutrichtung ergibt

$$y_p = f_d \frac{\lambda}{2\omega_z}. \quad (2.49)$$

Somit lässt sich über den direkten Zusammenhang zwischen Dopplerfrequenz und Ablage des Ziels in Azimutrichtung eine eindeutige Trennung mehrerer Ziele in Azimutrichtung durch Auswertung des Dopplerspektrums anhand einer Fourier-Transformation durchführen, was als Dopplerauswertung bezeichnet wird und den einfachsten Fall der ISAR-Prozessierung darstellt.

Die erzielbare Azimutauflösung wird hierbei durch die mögliche Frequenzauflösung im Dopplerspektrum festgelegt, die wiederum über den Fourier-Zusammenhang durch die Messdauer T_g bestimmt wird. Äquivalent zur Berechnung der Entfernungsauflösung wird auch hier angenommen $T_g \approx 1/\Delta f_d$. Damit ergibt sich mit Gl. (2.49) und $\Delta\varphi_z$, als dem Winkelbereich der während der Messdauer überstrichen wird, die Auflösung in Azimutrichtung zu

$$\Delta r_{Az} \approx \frac{\lambda}{2\omega_z T_g} = \frac{\lambda}{2\Delta\varphi_z}. \quad (2.50)$$

Bei Anwendung der Dopplerfrequenzauswertung ist aber die maximal erzielbare Azimutauflösung durch den bei langer Messdauer größer werdenden Winkelbereich und die damit verbundene Entstehung eines nichtlinearen Phasenverlaufes begrenzt. Der nichtlineare Phasenverlauf eines Punktziels führt durch Gl. (2.48) zu einer variierenden Dopplerfrequenz,

was zu einer „Verschmierung“ des Dopplerspektrums führt und eine Degradierung der Azimutauflösung zur Folge hat. Deshalb lässt sich die Dopplerfrequenzauswertung nur für so kleine Winkelbereiche anwenden, bei denen ein Punktziel während der gesamten Messdauer innerhalb einer Auflösungszelle mit der Länge Δr_{Az} bleibt. Damit gilt für den Winkelbereich, um den die Drehplattform während der Messdauer T_g maximal rotiert werden darf:

$$\Delta\varphi_Z^{\max} \leq \frac{\Delta r_{Az}}{r_P} \quad (2.51)$$

Je weiter also ein Ziel vom Drehpunkt entfernt liegt, desto schneller verlässt es den Bereich einer Auflösungszelle und desto kleiner ist der maximal zulässige Winkelbereich $\Delta\varphi_Z^{\max}$. Damit erhält man im Fall der einfachen Dopplerfrequenzauswertung mit Gl. (2.50) für die bestmögliche Auflösung in Azimutrichtung:

$$\Delta r_{Az}^{\min} \geq \frac{r_P \lambda}{2} \quad (2.52)$$

Abbildung 2.11 zeigt die maximal erzielbare Auflösung entsprechend Gl. (2.52) für verschiedene Frequenzen in Abhängigkeit des Radius r_P , der auch als maximale halbe Größe des Zielobjekts interpretiert werden kann. Es ist zu erkennen, dass bei höherer Frequenz mit der Dopplerfrequenzauswertung eine größere Auflösung erzielt werden kann als dies bei niedrigeren Frequenzen der Fall ist. Dies liegt daran, dass bei höherer Frequenz entsprechend Gl. (2.50) ein geringerer Winkelbereich für die gleiche Auflösung benötigt wird, und somit ein einzelnes Punktziel nicht so schnell eine Auflösungszelle verlässt.

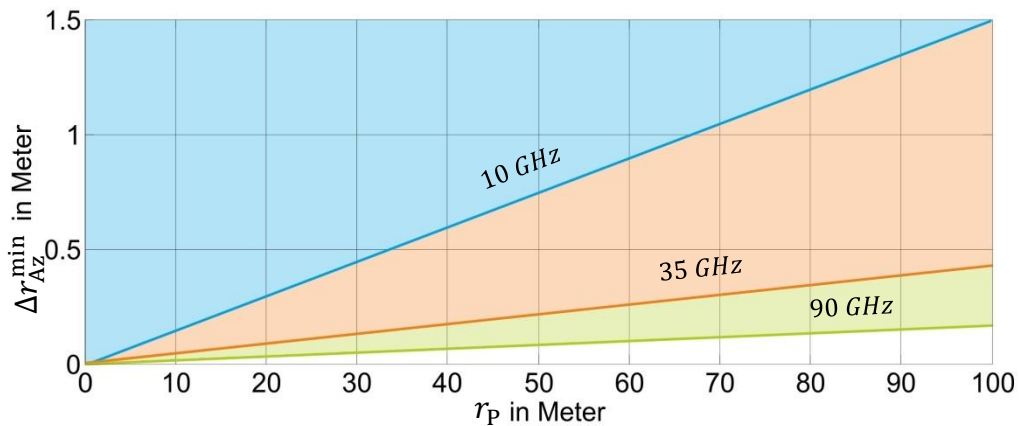


Abbildung 2.11: Maximal erzielbare Azimutauflösung bei Verwendung der Dopplerfrequenzauswertung für verschiedene Mittenfrequenzen in Abhängigkeit des Abstands des äußersten Zielpunktes zum Drehpunkt.

Die beschriebene Dopplerauswertung ist ein sehr einfaches und robustes Verfahren für die Prozessierung von Radarrohdaten in Azimutrichtung. Auch ohne exakte Kenntnis über die Aufnahmegeometrie lassen sich damit mit wenig Rechenaufwand Radarbildprodukte erstellen. Auch gegenüber Fehlern des Phasenverlaufs, reagiert dieses Verfahren in einem bestimmten Rahmen gutmütig und ist damit ein wichtiger Zwischenschritt für die Erstellung höher aufgelöster Radarbildprodukte. Für die Erstellung räumlich sehr hochauflösender Radarbilder ist die Auswertung per einfacher Dopplerfrequenzauswertung allerdings nicht

ausreichend. Deshalb werden in den nächsten zwei Abschnitten zwei Verfahren zur Prozessierung von räumlich sehr hochauflösenden Radarbildern beschrieben.

2.4.2 Korrelationsmethode

Zur Beschreibung der Korrelationsmethode wird hier nun eine Messgeometrie gewählt, wie sie bei der bodengebundenen Abbildung von Satelliten vorkommt und in Abbildung 2.12 dargestellt ist. Die vom Radarsystem kohärent gemessenen Rohdaten liefern für ein angenommenes Punktziel P am Satelliten im Abstand $r = |\mathbf{r}|$ vom Radarsystem das komplexe Verhältnis zwischen empfangenem Feldvektor \mathbf{E}_E und gesendetem Feldvektor \mathbf{E}_S . Das Punktziel wird hierbei durch die Streuparametermatrix \mathbf{S} beschrieben, die das Verhältnis zwischen reflektiertem Feldvektor \mathbf{E}_{ref} und einfallendem Feldvektor \mathbf{E}_{ein} ausdrückt. Mit der in Abbildung 2.12 dargestellten Aufnahmegeometrie erhält man für den auf das Punktziel einfallenden Feldvektor

$$\mathbf{E}_{\text{ein}} = \mathbf{E}_S \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad (2.53)$$

sowie den am Radar empfangenen Feldvektor

$$\mathbf{E}_E = \mathbf{S}(\mathbf{r}, k) \cdot \mathbf{E}_{\text{ein}} \frac{e^{-jkr}}{r} = \mathbf{E}_S \cdot \mathbf{S}(\mathbf{r}, k) \frac{e^{-j2kr}}{r^2}. \quad (2.54)$$

Damit ergibt sich für die vom Radar aufgenommenen Messdaten im Frequenzbereich nach der Pulskompression:

$$\mathbf{M}(\mathbf{r}_0, k) = \frac{\mathbf{E}_E}{\mathbf{E}_S} = \mathbf{S}(\mathbf{r}, k) \frac{e^{-j2kr}}{r^2} \quad (2.55)$$

Unter Annahme der Fernfeldbedingung lässt sich die Distanz r durch das Skalarprodukt $\langle \mathbf{r}, \mathbf{E}_0 \rangle$ ausdrücken, wobei \mathbf{E}_0 den Einheitsvektor in Richtung von \mathbf{r}_0 darstellt [Bei09]. Sind des Weiteren mehrere Punktziele in Form einzelner Streuzentren im Zielgebiet vorhanden so ergibt sich unter der Vernachlässigung der Wechselwirkung zwischen den einzelnen Punktzielen über die Summation über m Punktziele das Gesamtsignal zu

$$\mathbf{M}_G(\mathbf{r}_0, k) = \sum_{n=0}^m \mathbf{S}(\mathbf{r}_n, k) \frac{e^{-j2kr_n \mathbf{E}_0}}{r_n^2}. \quad (2.56)$$

Ist die Distanz $r_0 = |\mathbf{r}_0|$ im Verhältnis zur Ausdehnung des Zielszenarios sehr groß, sprich $r_0 \approx r$ so lässt sich mit $\mathbf{r} = \mathbf{r}_0 - \mathbf{r}'$ entsprechend Abbildung 2.12 das Gesamtsignal auch schreiben als

$$\mathbf{M}_G(\mathbf{r}_0, k) = \frac{e^{-j2kr_0(t)}}{r_0^2(t)} \sum_{n=0}^m \mathbf{S}(\mathbf{r}'_n, \mathbf{E}_0, k) e^{j2kr'_n \mathbf{E}_0}. \quad (2.57)$$

Hierbei wurde der Phasenterm e^{-j2kr_0}/r_0^2 vor das Summationszeichen gezogen, da dieser für alle im Zielbereich liegenden Ziele gilt und somit zudem für das Gesamtsignal einen konstanten Phasenoffset darstellt. Letzteres gilt allerdings nur, wenn während der gesamten

Messdauer r_0 konstant bleibt, wie es beispielsweise im Fall der Drehplattform gilt. Bei der Abbildung von Satelliten ist dies jedoch nicht mehr gegeben, weshalb hier $r_0(t)$ als zeitabhängig betrachtet werden muss.

Für die Darstellung des gemessenen Gesamtsignals im Ortsfrequenzbereich durch Substitution von $\mathbf{p} = 2k\mathbf{E}_0$ erhält man

$$\mathbf{M}_G(\mathbf{r}_0, \mathbf{p}) = \frac{e^{-jpr_0(t)}}{r_0^2(t)} \sum_{n=0}^m \mathbf{S}(\mathbf{r}'_n, \mathbf{E}_0, p) e^{jpr'_n}. \quad (2.58)$$

und damit auch die Lage des Gesamtsignals im dreidimensionalen Ortsfrequenzbereich der durch die Vektoren \mathbf{p}_x , \mathbf{p}_y und \mathbf{p}_z aufgespannt wird. Durch die Substitution wird den für jeden Winkelschritt ermittelten Daten jeweils ihre Winkelablage zum Sensor hin zugeordnet. Somit spannen die gemessenen Rohdaten im Ortsfrequenzbereich unter der Berücksichtigung der Messbandbreite B bzw. $\Delta p = 4\pi B/c_0$ und der Mittenfrequenz f_m bzw. $p_m = 4\pi f_m/c_0$ einen Kreisringsektor auf.

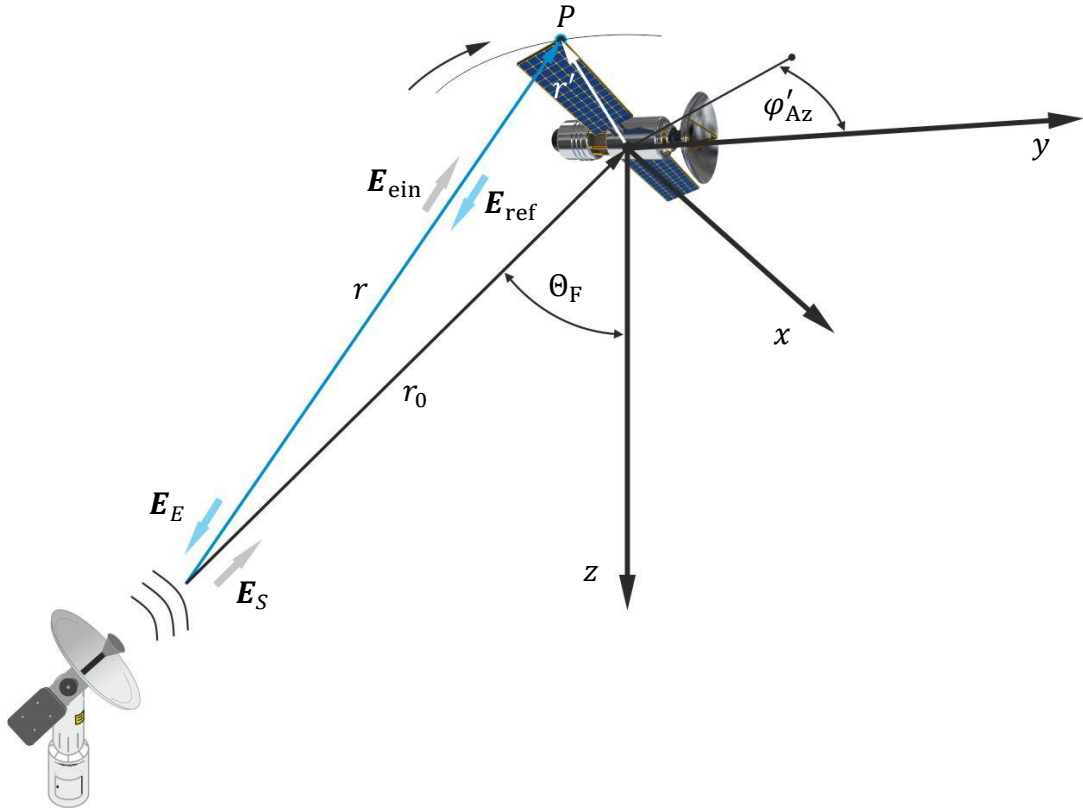


Abbildung 2.12: Allgemeine Aufnahmegeometrie zur Herleitung der Messdatenstruktur des ISAR, bei dem ein feststehendes Radarsystem ein bewegtes Ziel in Form eines Satelliten beleuchtet.

Abbildung 2.13 zeigt die Anordnung entsprechend der Abbildungsgeometrie aus Abbildung 2.12, bei der in einem Winkelschritt von $\Delta\varphi_{Az}(t)$ über einen Winkelbereich φ_{Az} sowie auch innerhalb der Bandbreite bereits eine Abtastung in Azimutrichtung und Entfernungsrichtung des Ortsfrequenzbereichs durchgeführt wurde. Im Falle der ISAR-Anwendung zur Abbildung von Satelliten muss aber aufgrund der variierenden Winkelgeschwindigkeit in Azimutrichtung und in Verbindung mit einer konstanten Pulswiederholfrequenz (PRF) hierbei die Abtastschrittweite $\Delta\varphi_{Az}(t)$ als zeitabhängiger Parameter betrachtet werden. Mit der

Projektion in die p_x - p_y -Ebene wird als Beispiel diese Darstellung als spätere Bildebene gewählt. Die Bildebene ist im Allgemeinen frei wählbar und kann entsprechend der Abbildungsgeometrie angepasst werden. Im Idealfall liegen alle Streuzentren des abzubildenden Objekts innerhalb dieser Bildebene, was durch die meist dreidimensionale Struktur der Ziele allerdings selten erreicht werden kann. Somit ergibt sich durch die Form und Lage eines Objekts im Raum die optimal zu wählende Bildebene.

Wie weit einzelne Streuzentren außerhalb der Bildebene liegen dürfen, wird durch die sogenannte Fokussierungstiefe beschrieben [Kem12], die als Fehlereffekt zu betrachten ist und auf die in Kapitel 5 genauer eingegangen wird. Durch die hier gewählte Projektion erhält man für die entfernungsauflösungsbestimmende Bandbreite den Zusammenhang $\Delta p' = \Delta p \cdot \sin \theta_F$, was abhängig vom Winkel θ_F einer Stauchung der Daten im Ortsfrequenzbereich entspricht und zu einer Verschlechterung der Entfernungsauflösung um den Faktor $1/\sin \theta_F$ im Bildbereich führt.

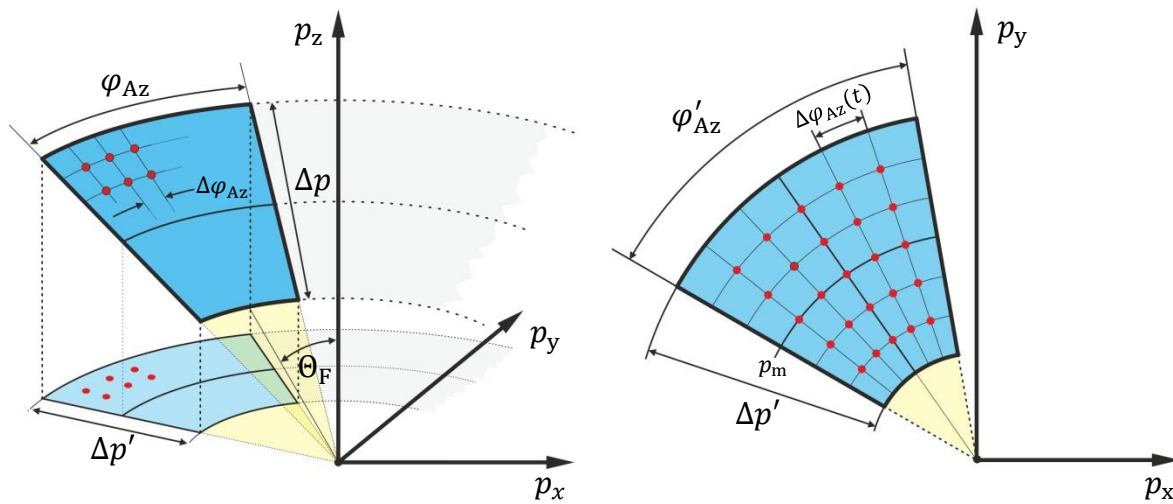


Abbildung 2.13: Anordnung der ISAR-Messdaten im Ortsfrequenzbereich auf einem Kegelsektor sowie dessen Projektion auf eine Ebene, was einen Kreisringsektor ergibt. Das Spektrum wird dabei durch den Azimutwinkel φ_{Az} und die Messbandbreite Δp aufgespannt.

Die räumliche Auflösung in Azimutrichtung wird hierbei durch die verfügbare Ortsfrequenzbandbreite Δp_{Az} bestimmt, die sich durch eine Vereinfachung der Geometrie bei kleinem φ_{Az} , wie sie in Abbildung 2.14 dargestellt ist, näherungsweise folgendermaßen bestimmen lässt:

$$\Delta p'_{Az} = 2p_m \cdot \sin\left(\frac{\varphi_{Az}}{2}\right) \quad (2.59)$$

Eingesetzt in Gl. (2.7) ergibt sich mit der Mittenfrequenz f_m die Azimutauflösung zu [Men91] [Ula14]

$$\Delta r_{Az} = \frac{c_0}{2B} = \frac{4\pi}{c_0} \frac{c_0}{2\Delta p'_{Az}} = \frac{c_0}{4 \cdot f_m \cdot \sin\left(\frac{\varphi_{Az}}{2}\right)} \quad (2.60)$$

Wie schon bei der Dopplerfrequenzauswertung mit Gl. (2.55) angedeutet, lässt sich die Azimutauflösung somit zum einen durch eine Erhöhung der Mittenfrequenz erreichen. Dies lässt sich wie zuvor damit erklären, dass bei einer höheren Frequenz und der damit einhergehenden kleineren Wellenlänge durch die Relativbewegung Radar-Zielpunkt eine schnellere

Phasenänderung in Azimutrichtung erzielt wird. Zum anderen lässt sich die Azimutauflösung durch die Vergrößerung des Beobachtungswinkels verbessern, vorausgesetzt die einzelnen Streuzentren liefern einen messbaren Amplitudenbeitrag über den gesamten betrachteten Winkelbereich. Dies ist allerdings bei realen Zielobjekten in Verbindung mit sehr großen Winkelbereichen nicht der Fall, weswegen damit durch die winkelabhängig begrenzten Rückstreuungseigenschaften der Zielobjekte die Azimutauflösung auf gewisse Grenzen beschränkt wird. Durch die Erhöhung der Sendefrequenz lässt sich diesem Problem grundsätzlich entgegenwirken, jedoch nur soweit, bis weitere Einschränkungen wie hohe atmosphärische Dämpfung oder aufwändige Signalerzeugung usw. bei hohen Frequenzen zum Tragen kommen.

In der Praxis wird häufig eine quadratische räumliche Auflösungszelle angestrebt, was bedeutet, dass die Azimutauflösung gleich der Entfernungsauflösung ist ($\Delta r_{Az} = \Delta r_{entf}$). Dies ergibt sich daraus, dass im Fall $\Delta r_{Az} \ll \Delta r_{entf}$ bzw. $\Delta r_{Az} \gg \Delta r_{entf}$ dem Betrachter eines Radarbildes der Eindruck eines verzerrten Bildes entsteht. Ist die Systembandbreite B des Radarsystems gegeben lässt sich durch gleichsetzen von Gl. (2.7) und (2.60) der notwendige Aufnahmewinkel $\varphi_{Az,q}$ für eine quadratische Auflösungszelle bestimmen mit

$$\varphi_{Az,q} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{B}{2f_m}\right). \quad (2.61)$$

Neben der geometrischen Auflösung ist insbesondere auch die Szenenweite sowohl in Entfernungs- als auch Azimutrichtung von Interesse, für die eine eindeutige Abbildung gewährleistet ist. Dieser Bereich wird bei Abtastsystemen, wie sie ja bei abbildenden Radaren vorliegen, durch die Weite des jeweiligen Abtastintervalls bestimmt. Wird das Abtastintervall zu groß gewählt, d.h. es liegt eine sogenannte Unterabtastung vor, so treten in der gewollten Szene Artefakte auf, die von Streuzentren außerhalb der Szene herrühren und sich bei der Bilderzeugung in den Szenenbereich hereinfalten. Da bei der Abbildung von Weltraumobjekten davon ausgegangen werden kann, dass lediglich die Reflektionen am Satelliten einen Beitrag zum empfangenen Signal liefern (Hintergrund Weltraum), hängt der notwendige Eindeutigkeitsbereich lediglich von der Größe des abzubildenden Objekts ab.

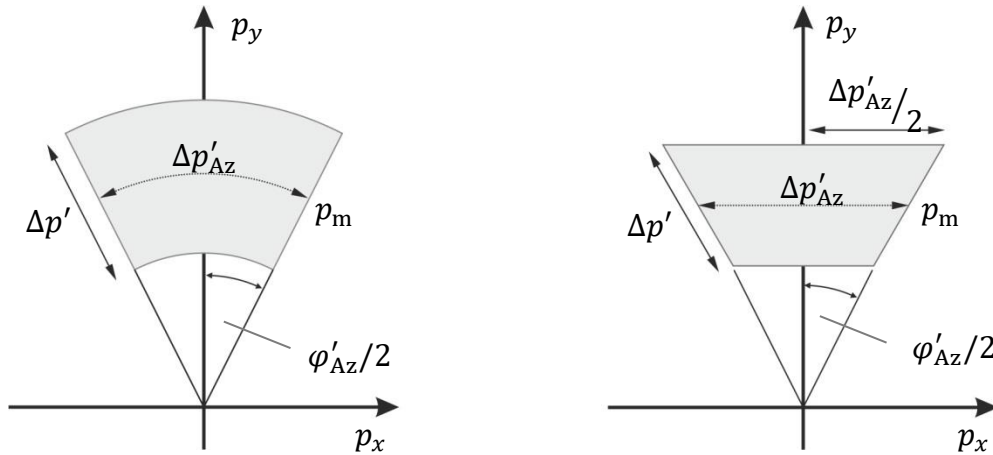


Abbildung 2.14: Projizierte Messdaten auf einem Kreisringsektor im Ortsfrequenzbereich (links) und die Approximation zur Bestimmung der Azimutauflösung und des Eindeutigkeitsbereichs in Azimutrichtung (rechts).

Der Eindeutigkeitsbereich in Azimutrichtung A_{Az} wird durch den Winkelschritt $\Delta\varphi_{Az}(t)$, mit dem der Ortsfrequenzbereich abgetastet wird bestimmt [Men91], d.h.

$$A_{Az}(t) = \frac{c_0}{4 \cdot f_m \cdot \sin\left(\frac{\Delta\varphi_{Az}(t)}{2}\right)} = \frac{c_0}{4 \cdot f_m \cdot \sin\left(\frac{\omega_{Az}(t)/PRF}{2}\right)}. \quad (2.62)$$

Hierbei ist $\omega_{Az}(t)$ die azimutale Winkelgeschwindigkeit des Weltraumobjekts relativ zum Radar (nicht zum Erdmittelpunkt), die zusammen mit der Pulswiederholfrequenz (PRF) des Radarsystems und der Mittenfrequenz den Eindeutigkeitsbereich in Azimutrichtung bestimmt. Bei größer werdender Mittenfrequenz wird folglich der Eindeutigkeitsbereich kleiner. Damit der Eindeutigkeitsbereich aber konstant bleibt, muss also bei größerer Mittenfrequenz das Ortsfrequenzspektrum feiner abgetastet werden. Dies erklärt sich damit, dass durch die höhere Frequenz und die damit einhergehende schnellere Phasenänderung in Azimutrichtung auch höhere Ortsfrequenzen entstehen, die entsprechend dem Nyquist-Theorem entsprechend höher abgetastet werden müssen.

Gleichung (2.58) zeigt den prinzipiellen Fourier-Zusammenhang zwischen den Daten im Bildbereich und den im Ortsfrequenzbereich gemessenen Daten. Da die Messdaten im ISAR-Fall allerdings auf einem polaren Raster vorliegen, lassen sich diese nicht einfach durch eine schnelle Fourier-Transformation (FFT) in den Bildbereich abbilden, da hierzu ein rechteckförmiges Abtastraster erforderlich ist. Die im vorherigen Abschnitt erläuterte Dopplerrfrequenzauswertung nähert zwar das polare Raster für kleine Winkelbereiche durch ein kartesisches Raster an, aber für größer werdende Beobachtungswinkelbereiche ist dies nicht mehr zulässig und führt zur Degradierung der Azimutauflösung.

Die mit Gl. (2.58) beschriebenen Radarrohdaten lassen sich ausführlicher schreiben durch

$$\mathbf{M}_G(p, \varphi_{Az}) = \sum_{\varphi_m - \frac{\varphi_{Az}}{2}}^{\varphi_m + \frac{\varphi_{Az}}{2}} \left\{ \frac{1}{r_0^2(t)} \sum_{p_m - \frac{\Delta p}{2}}^{p_m + \frac{\Delta p}{2}} \left(e^{-jpr_0} \sum_{n=0}^m \mathbf{S}(\mathbf{r}'_n, \mathbf{E}_0, p) e^{j\mathbf{r}'_n p} \right) \right\}. \quad (2.63)$$

Hierbei ist die innerste Summation wie gehabt die Aufsummierung der einzelnen im Zielszenario vorhandenen Punktziele. Die beiden äußeren Summationen bilden die Apertur im Ortsfrequenzbereich in radialer Richtung und in Richtung des Synthesewinkels. Dabei liegt φ_m in der Mitte des Beobachtungswinkels und p_m ist die Ortsmittenfrequenz des Radarsystems.

Die Korrelationsmethode stellt nun die exakteste Lösung der Rückrechnung von den gemessenen Radarrohdaten $\mathbf{M}_G(p, \varphi_{Az})$ auf die komplexe Reflektivitätsverteilung $\mathbf{S}(\mathbf{r}')$ im Zielbereich dar. Die Berechnungsvorschrift dazu lautet [Kem19]:

$$\mathbf{S}(\mathbf{r}') = \sum_{\varphi_m - \frac{\varphi_{Az}}{2}}^{\varphi_m + \frac{\varphi_{Az}}{2}} \left\{ r_0^2(t) \sum_{p_m - \frac{\Delta p}{2}}^{p_m + \frac{\Delta p}{2}} e^{jpr_0} \mathbf{M}_G(p, \varphi_{Az}) e^{-jp\Delta r} \right\} \quad (2.64)$$

wobei $\Delta r = |\mathbf{r}_0| - |\mathbf{r}| = r_0 - r$ entsprechend Abbildung 2.15 ist. Durch die kohärente Summation der Radarrohdaten für jeden einzelnen Bildpunkt wird die Bildgenerierung bzw. Fokussierung jedes Bildpunktes durchgeführt. Dabei hängt jeder Bildpunkt von jedem im Ortsfrequenzbereich komplex vorliegenden Abtastpunkt ab. Mit den Koordinaten des Ortsvektors eines jeden Bildpunkts ergeben sich damit für die direkte Umsetzung dieser Bildgenerierungsmethode vier Schleifen und damit ein erheblicher Rechenaufwand. Da sich der Rechenaufwand nur auf Kosten der Genauigkeit bei der Bildgenerierung, d.h. gewissen

Näherungen, verringern lässt, muss hier ein akzeptabler Kompromiss gefunden werden [Kem04].

In der vorliegenden Arbeit liegt der Fokus auf höchstauflösenden ISAR-Bildprodukten, weshalb ein großer Rechenaufwand bis zu einem gewissen Maß in Kauf genommen wird, ohne den Beweis zu führen, dass eine effizientere Methode möglicherweise zu ISAR-Bildprodukten gleicher Qualität führt. Der im nächsten Abschnitt vorgestellte und sogenannte Rückprojektionsalgorithmus wurde in dieser Arbeit für die Bildgenerierung der hochauflösenden ISAR-Bilder verwendet. Dieser stellt zwar nur eine Näherung der beschriebenen Korrelationsmethode dar, kann aber durch variable und damit flexible Anpassung des Rechenaufwands das Ergebnis der Korrelationsmethode beliebig genau annähern.

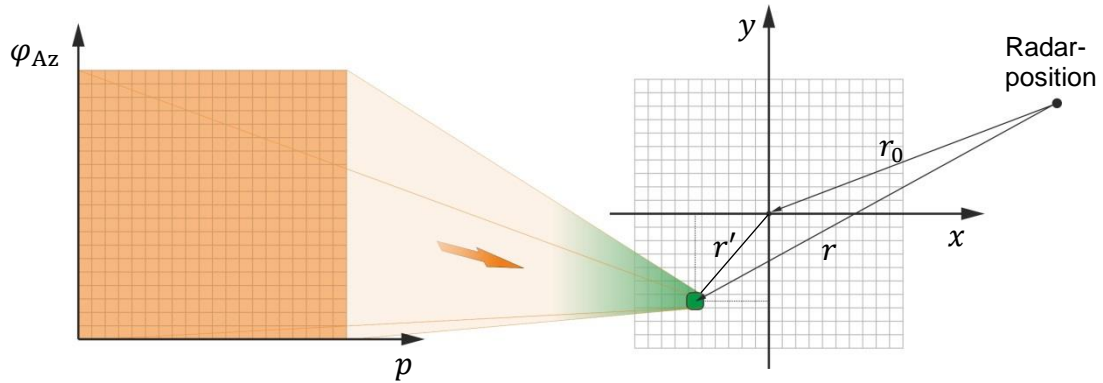


Abbildung 2.15: Jeder Bildpunkt im Bildbereich hängt von jedem Abtastpunkt im Ortsfrequenzbereich ab. Die Korrelationsmethode trifft hierzu keine Näherungen und löst dieses Problem über vier Schleifen. Sie ist damit ein sehr rechenintensiver Algorithmus (Bild: [Kem19]).

2.4.3 Rückprojektionsmethode

Die Rückprojektionsmethode zur ISAR-Bildgenerierung aus den gemessenen Rohdaten stellt eine Näherung der im vorherigen Abschnitt beschriebenen Korrelationsmethode dar. Sie erlaubt aber, durch variable Anpassung des Rechenaufwands das Ergebnis der Korrelationsmethode beliebig genau anzunähern. Die Rückprojektionsmethode basiert auf dem Projektionstheorem der Fourier-Transformation, das besagt, dass das Fourier-Spektrum $F_p(f_x)$ einer auf die x-Achse projizierten zweidimensionalen Funktion $f(x, y)$ gleich dem Schnitt der zweidimensionalen Fourier-Transformation $F(f_x, f_y) \rightarrow f(x, y)$, entlang der x-Achse entspricht [Sto16]. Hierbei wurde die x-Achse als Projektionsgerade willkürlich gewählt. Betrachtet man ein Radarsystem, welches in definierten Winkelschritten eine Szenerie beleuchtet, so ergeben sich Entfernungsprofile, die der Projektion einer zweidimensionalen Funktion (Zielbereich) auf die durch den Blickwinkel des Radarsystems definierte Projektionsgerade entspricht.

Die Rückprojektionsmethode löst nun die durch Gl. (2.64) beschriebene Bildgenerierung in zwei Schritten [Kem03]. Im ersten Schritt erhält man durch die innere Summation den projizierten zweidimensionalen Zielbereich in Form der eindimensionalen, winkelabhängigen Entfernungsprofile, wie folgt:

$$H(\Delta r, \varphi_{Az}) = r_0^2(t) \sum_{-\frac{\Delta p}{2}}^{+\frac{\Delta p}{2}} e^{jpr_0(t)} \mathbf{M}_G(\varphi_{Az}, p + p_m) e^{-jp\Delta r} \quad (2.65)$$

Wird wie im hier vorliegenden Fall ein frequenzmoduliertes Pulsradar verwendet, bei dem die Messdaten direkt im Zeitbereich aufgezeichnet werden, so liegt am Ausgang des Optimalfilters, vorausgesetzt dieses wird im Zeitbereich implementiert, bereits das Entfernungprofil im Ortsbereich vor. In diesem Fall muss das Signal noch mit dem komplexen Phasenterm $e^{jpr_0(t)}$ im Ortsfrequenzbereich korrigiert werden. Dieser Phasenterm berücksichtigt die Entfernungskorrektur entsprechend der mittleren Entfernung $r_0(t)$ zum Satelliten, und zentriert die Entfernungprofile im Ortsbereich um die Ortskoordinate Null. Dadurch wird der über die synthetische Apertur variierende Abstand zum Mittelpunkt des abzubildenden Weltraumobjekts kompensiert.

Abbildung 2.16 zeigt die Entstehung der Entfernungprofile im Ortsbereich durch die Projektion der zweidimensionalen Szene auf die von der Blickrichtung des Radarsystems bestimmte Projektionsgerade unter der Annahme $r_0 \gg \sqrt{x_P^2 + y_P^2}$. Als Beispiel wurden zwei ideale Punktziele P_1 und P_2 in der Szene räumlich getrennt voneinander platziert und die von den drei Sensorpositionen aufgenommenen unterschiedlichen Entfernungprofile dargestellt. Aus Gründen der Anschaulichkeit, wurde hierbei die Position des Sensors variiert und nicht die der Szenerie, wie es im klassischen ISAR-Fall eigentlich definiert ist. Ebenfalls dargestellt sind die vom Azimutwinkel abhängigen Entfernungprofile η . Es zeigt sich deutlich, dass je nach Blickrichtung auf die Szenerie und abhängig von der räumlichen Lage eines Punktziels eine Änderung der Entfernungprofile entsteht.

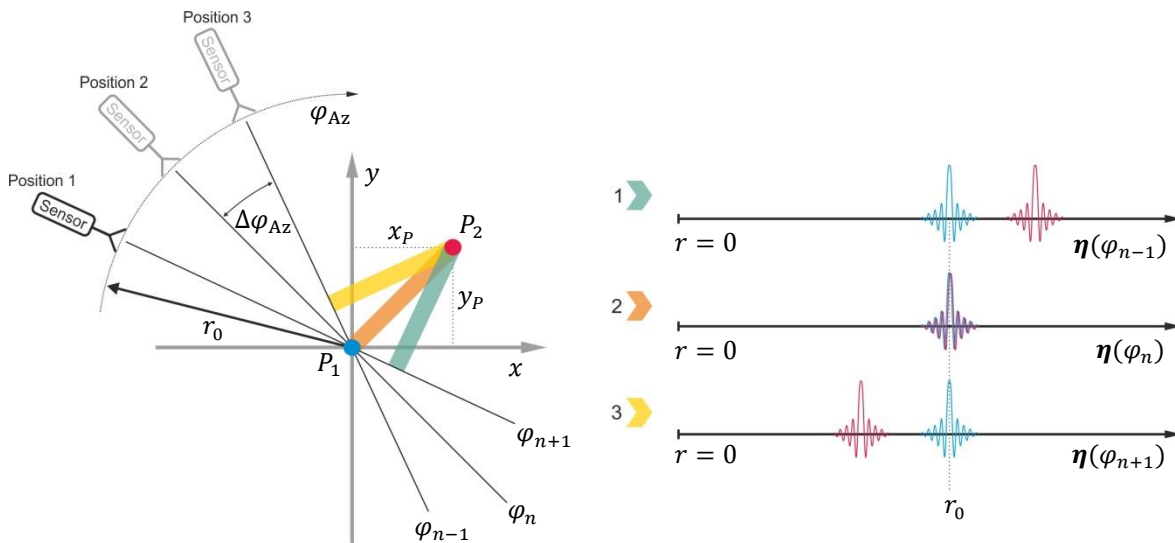


Abbildung 2.16: Entstehung dreier Entfernungprofile in Abhängigkeit von drei unterschiedlichen Sensorpositionen.

Im zweiten Schritt werden die vorliegenden Entfernungprofile kohärent auf ein vorgegebenes Raster projiziert und aufsummiert und damit eine Fokussierung in Azimutrichtung erreicht. Die Koordinaten jedes einzelnen Bildpunktes in diesem Raster werden dabei durch $\mathbf{r}' = [x_n, y_m]$ definiert. Die Ebene, in die dieses Raster gelegt wird, wird als Fokussierungsebene bezeichnet. Eine Szenerie, bestehend aus im dreidimensionalen Raum angeordneten Streuzentren, wird damit auf diese Ebene projiziert. Gleichung (2.66) beschreibt die kohärente Projektion, mit der man aus den Entfernungprofilen $\mathbf{H}(\Delta r, \varphi_{Az})$ die Reflektivitätsverteilung $\mathbf{S}(\mathbf{r}')$ der Szenerie erhält:

$$\mathbf{s}(\mathbf{r}') = \sum_{\varphi_m - \frac{\varphi_{Az}}{2}}^{\varphi_m + \frac{\varphi_{Az}}{2}} e^{jp_m r_0(t)} \mathbf{H}(\Delta \mathbf{r}, \varphi_{Az}) e^{-jp_m \Delta r} \quad (2.66)$$

Der Phasenterm $e^{-jp_m \Delta r}$ korrigiert hierbei die Phaseninformation des vorliegenden Entfernungssprofils abhängig von der Mittenfrequenz und der relativen räumlichen Lage des Sensors zum entsprechenden Bildpunkt. Der zweite Phasenterm $e^{-jp_m r_0(t)}$ berücksichtigt die mittlere Phasenverschiebung des Radars zum Mittelpunkt des Satelliten. Wie zuvor schon beschrieben, so ist $r_0(t)$ aufgrund der variierenden Entfernung eines Satelliten als zeitabhängig zu betrachten. Die beiden Phasenterme zusammen gewährleisten damit die kohärente Aufsummierung der Entfernungssprofile. Die Größe bzw. Punkteanzahl des Rasters, auf welches die Entfernungssprofile rückprojiziert werden, ist dabei frei wählbar, wobei die Punkteanzahl pro Flächensegment hinreichend größer sein sollte als die Anzahl der in diesem Flächensegment liegenden Auflösungszellen, d.h. mindestens ein Faktor Zwei ist notwendig. Nur dann erhält man ein den Auflösungszellen entsprechend aufgelöstes Radarbildprodukt. Die Wahl der Punkteanzahl lässt somit eine gewisse Variation des Rechenaufwandes zu.

Abbildung 2.17 illustriert die sukzessive Rückprojektion mittels der drei in Abbildung 2.16 dargestellten Entfernungssprofile.

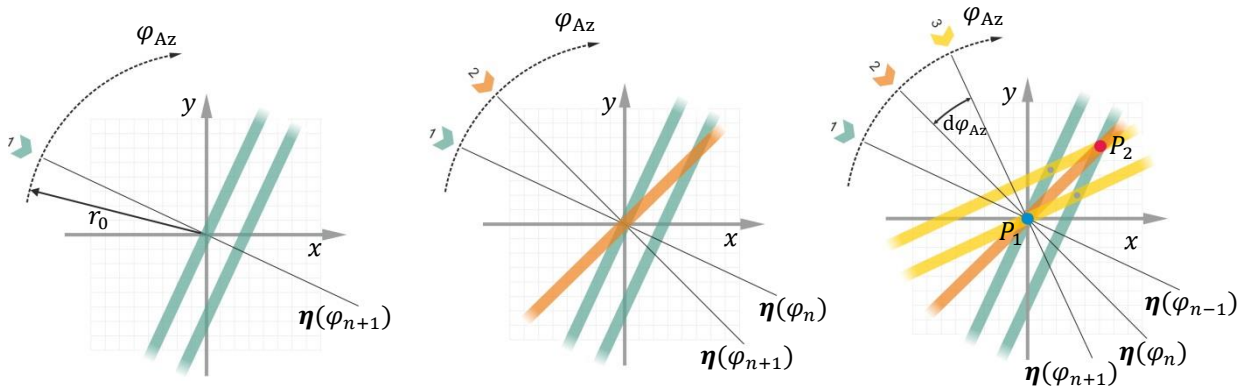


Abbildung 2.17: Rückprojektion von den aus Abbildung 2.16 hervorgegangenen drei Entfernungssprofilen auf die zuvor definierte Bildebene. An den Positionen, an denen in der ursprünglichen Szenerie tatsächlich ein Streuzentrum lag, überlagern sich alle drei Entfernungssprofile kohärent.

An den Stellen, an denen sich in der Szenerie tatsächlich ein hinreichend reflektierendes Streuzentrum befand, erfolgt eine kohärente Überlagerung der Entfernungssprofile. Im illustrierten Beispiel entstehen durch die Überlagerung von nur drei Entfernungssprofilen und dem damit einhergehenden großen Abtastintervall bzw. Winkelschritt $\Delta \varphi_{Az}$ Mehrdeutigkeiten im Radarbild. Diese lassen sich durch eine feinere Abtastung und den dadurch entstehenden größeren Eindeutigkeitsbereich entsprechend Gl. (2.62) vermeiden.

3 Grundlagen der Satellitenbewegung

Beim Erstellen hochauflösender Radarbilder basierend auf dem Verfahren eines Radars mit inverser synthetischer Apertur ist die genaue Kenntnis der Lage des abzubildenden Zielobjekts bezogen auf das Radarsystem eine der wichtigsten Voraussetzungen. Da zudem die Azimutauflösung eines Radars mit synthetischer Apertur von dem Beobachtungswinkelbereich des Zielobjekts bzw. der Szene abhängt (vgl. Abschnitt 2.3 und 2.4), muss die relative Bewegung zwischen Radarsystem und Ziel/Szene während der gesamten Messdauer hinreichend bekannt sein. Nur so lässt sich in einer anschließenden SAR- bzw. ISAR-Prozessierung die kohärente Verarbeitung der Messdaten erreichen, was die Bildung einer großen synthetischen Apertur erlaubt und letztendlich zu der gewünschten hohen räumlichen Auflösung führt. Des Weiteren bestimmt die mögliche Flugbahn von Satelliten bzw. deren Geschwindigkeit die Auslegung der Radarsystemparameter.

Dieses Kapitel beschäftigt sich deshalb mit den Grundlagen der natürlichen Bewegung künstlicher Erdsatelliten und der Berechnung ihrer Raumflugbahnen. Ferner werden die in der Raumfahrt definierten Bahnelemente, die zur Ortsbestimmung und insbesondere zur Vorhersage von Umlaufbahnen der Weltraumobjekte dienen, genau erläutert.

3.1 Das Zweikörperproblem

3.1.1 Das Bewegungsgesetz

Als Grundlage der Berechnung von Satellitenbahnen dient die Lösung des Zweikörperproblems der Himmelsmechanik [Joc12] [Gie66] [Joc14]. Betrachtet man zwei punktförmige Körper mit der Masse m_1 bzw. m_2 die von einem beliebigen Ursprung die Ortsvektoren \mathbf{r}_1 und \mathbf{r}_2 aufweisen, so lässt sich mit dem Gravitationsgesetz von Newton diejenige Kraft berechnen, welche diese beiden Körper aufeinander ausüben. Für die in Abbildung 3.1 dargestellte Geometrie, bei der die beiden punktförmigen Massen den Abstandsvektor $\mathbf{r} = \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1$ aufweisen, erhält man für die Kraft \mathbf{F}_1 , mit der der Körper mit der Masse m_1 vom Körper mit der Masse m_2 angezogen wird:

$$\mathbf{F}_1 = m_1 \ddot{\mathbf{r}}_1 = G \cdot \frac{m_1 m_2}{|\mathbf{r}|^2} \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|} \quad (3.1)$$

Mit $-\mathbf{r} = \mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2$ die Kraft \mathbf{F}_2 , die von m_1 auf m_2 wirkt entsprechend zu

$$\mathbf{F}_2 = m_2 \ddot{\mathbf{r}}_2 = -G \cdot \frac{m_1 m_2}{|\mathbf{r}|^2} \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|} \quad (3.2)$$

Hierbei ist $G = 6,67408 \cdot 10^{-11} \text{ m}^2 \text{ kg}^{-1} \text{ s}^{-2}$ die Gravitationskonstante.

Somit beträgt die Beschleunigung der beiden Körper die sie aufgrund ihrer gegenseitigen Anziehung erfahren

$$\ddot{\mathbf{r}}_1 = G \cdot \frac{m_2}{|\mathbf{r}|^2} \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|}, \quad (3.3)$$

$$\ddot{\mathbf{r}}_2 = -G \cdot \frac{m_1}{|\mathbf{r}|^2} \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|}. \quad (3.4)$$

Die relative Bewegung der beiden Körper zueinander erhält man dann durch Bildung der Differenz von Gl. (3.4) und (3.3) und es ergibt sich daraus das Bewegungsgesetz für das Zweikörperproblem [Gie66]

$$\ddot{\mathbf{r}} = \ddot{\mathbf{r}}_2 - \ddot{\mathbf{r}}_1 = -Gm_1 \left(1 + \frac{m_2}{m_1}\right) \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|^3} = -\mu' \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|^3}, \quad (3.5)$$

wobei $\mu' = Gm_1(1 + m_2/m_1)$ ist. Durch die Differenzbildung wurde der beliebig gewählte Ursprung eliminiert, was dazu führt, dass die Bewegungsgleichung (3.5) das auf die Masse m_1 bezogene Zweikörperproblem zeigt. Diese Beziehung gilt bei beliebiger Massenverteilung zwischen m_1 und m_2 , also auch wenn die beiden Massen vergleichbar groß sind ($m_1 \approx m_2$). Betrachtet man nur künstliche Erdsatelliten sowie als Zentralmasse die Masse der Erde ($m_1 = m_E \approx 5,9 \cdot 10^{24} \text{kg}$) so wird $m_2/m_1 \ll 1$ und man kann in hinreichender Näherung annehmen, dass der gemeinsame Massenschwerpunkt der beiden Körper im Gravitationszentrum der Zentralmasse m_1 , also der Erde, liegt. Durch diese Annahme lässt sich bei künstlichen Erdsatelliten die Bewegungsgleichung näherungsweise schreiben als

$$\ddot{\mathbf{r}} \approx -Gm_E \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|^3} = -\mu \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|^3}. \quad (3.6)$$

Hierbei wird in der Satellitenbahnmechanik $\mu = Gm_E$ als „geozentrische Gravitationskonstante“ bezeichnet und es gilt $\mu = 3985760,5 \cdot 10^9 \text{ km}^3 \text{s}^{-2}$. Basierend auf der Bewegungsgleichung lassen sich nun die fundamentalen Gesetzmäßigkeiten für die Umlaufbahnen von Satelliten oder auch für Himmelskörper wie z. B. Planeten in Form der Keplerschen Gesetze herleiten [Joc12]:

1. Keplersches Gesetz

Die Planeten bewegen sich auf elliptischen Bahnen, in deren einem Brennpunkt die Sonne steht.

2. Keplersches Gesetz

Die Verbindungslinie von einem Planeten zur Sonne überstreicht in gleichen Zeiten gleich große Flächen.

3. Keplersches Gesetz

Die Quadrate der Umlaufzeiten zweier Planeten verhalten sich wie die Kuben der großen Bahnhalbachsen.

Wendet man die Keplerschen Gesetze auf die Bewegung von künstlichen Satelliten an, so beschreibt das erste Keplersche Gesetz (Ellipsensatz) die Form der Flugbahn eines Objekts um einen gegebenen Zentralkörper. Betrachtet man erdnahe künstliche Satelliten, so hat man hauptsächlich den besonders einfachen aber wichtigen Sonderfall der Kreisbahn um die Erde mit theoretisch konstantem Abstand vom Satelliten zum Gravitationszentrum der Erde. Im zweiten Gesetz (Flächensatz) wird der zeitliche Verlauf der Umrundung des Zentralkörpers

beschrieben. Im erwähnten Sonderfall der Kreisbewegung stellen sich im Idealfall eine konstante Winkelgeschwindigkeit und damit eine gleichbleibende Bahngeschwindigkeit um die Erde ein. Weicht die Form der Flugbahn von einer idealen Kreisbahn ab, so beschreibt diese somit eine Ellipse mit der numerischen Exzentrizität $0 < e < 1$. Dabei ändert sich aufgrund der Erhaltung des Drehimpulses die Bahngeschwindigkeit, wobei sich am entferntesten Punkt der Flugbahn zur Erde die niedrigste Bahngeschwindigkeit sowie am nächsten Punkt zur Erde die höchste Bahngeschwindigkeit einstellt.

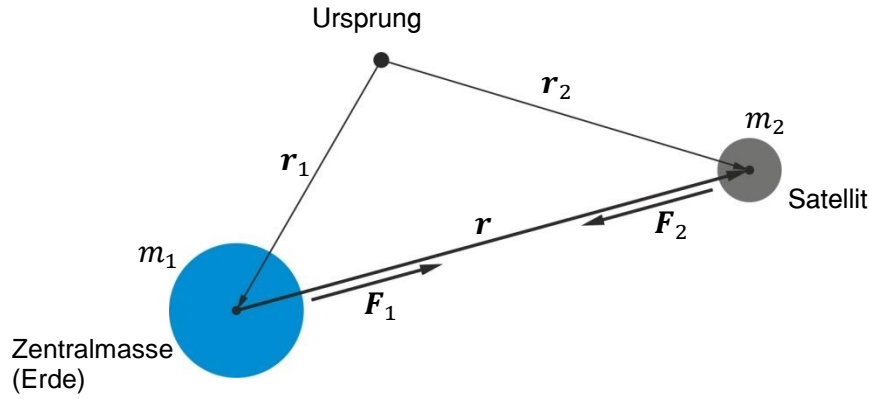


Abbildung 3.1: Geometrie zum Bewegungsgesetz für das Zweikörperproblem.

3.1.2 Die Kreisbahn

Damit ein Satellit die Erde in einem konstanten Abstand r_K zum Gravitationszentrum in einer Kreisbahn umrundet, muss die radiale Geschwindigkeitskomponente verschwinden. Hierfür benötigt er eine bestimmte zum Radiusvektor senkrechte Bahngeschwindigkeit v_{SK} , damit sich auf der gesamten Umlaufbahn die von der Erde wirkende Gravitationskraft und die durch die kreisförmige Bewegung entstehende Fliehkraft gegenseitig kompensieren. Ist m_S die Masse des Satelliten und m_E die Masse der Erde so gilt $m_S/m_E \ll 1$ und wir erhalten mit der Vereinfachung (3.6) die auf den Satelliten wirkende Gravitationskraft \mathbf{F}_G und die Zentrifugalkraft \mathbf{F}_Z zu

$$\mathbf{F}_G = -m_S \frac{\mu}{r_K^2} \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|}, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{F}_Z = m_S \frac{v_{SK}^2}{r_K} \cdot \frac{\mathbf{r}}{|\mathbf{r}|}. \quad (3.8)$$

Für die Kreisbahn muss $\mathbf{F}_G + \mathbf{F}_Z = 0$ gelten und durch einsetzen von Gl. (3.7) und (3.8) erhält man die erforderliche Geschwindigkeit v_{SK} des Satelliten in einer Kreisbahn und mit dem Umfang der Kreisbahn die Umlaufzeit T_{OK} des Orbits:

$$v_{SK} = \sqrt{\frac{\mu}{r_K}} \quad (3.9)$$

$$T_{OK} = 2\pi \sqrt{\frac{r_K^3}{\mu}} \quad (3.10)$$

Es ist zu erkennen, dass bei der Betrachtung von Satelliten in einer Erdumlaufbahn und unter der Berücksichtigung der Gl. (3.6), die Geschwindigkeit sowie auch die Umlaufzeit nicht mehr von der Masse des Satelliten abhängen, sondern nur vom Abstand des Satelliten vom Gravitationszentrum bzw. der Höhe der Flugbahn über der Erdoberfläche. Da die Kreisbahn nur einen Sonderfall der Zweikörperbewegung darstellt, lässt sich die Umlaufzeit auch anhand der allgemein für elliptische Umlaufbahnen gültigen Beziehung bestimmen [Gie66]:

$$T_O = 2\pi \sqrt{\frac{a^3}{\mu \left(1 + \frac{m_S}{m_E}\right)}} \quad (3.11)$$

Hierbei ist a die große Halbachse der Ellipse und im Fall der Kreisbahn gilt $a = r_K$.

Tabelle 3.1 zeigt die zur entsprechenden Bahnhöhe gehörigen Bahngeschwindigkeiten und Umlaufzeiten basierend auf einer allgemeinen Keplerbewegung. Als Beispiele sind reale Weltraumobjekte angegeben, deren Bahnhöhen sich in dem entsprechenden Höhenbereich befinden. Es ist zu beachten, dass die Form der Flugbahn der angegebenen Objekte in der Realität keine exakte Kreisform aufweist sondern teilweise geringfügig elliptisch ist und ferner die Erde nicht als ideale Kugel mit homogener Massenverteilung betrachtet werden darf. Daher verkörpern die dargestellten Bahngeschwindigkeiten und Umlaufzeiten für die angegebenen Objekte nur eine Näherung.

Tabelle 3.1: Bahndaten für kreisförmige Orbits verschiedener Bahnhöhen im Rahmen der allgemeinen Keplerbewegung. Reale Weltraumobjekte als Beispiele in diesen Bahnhöhenbereichen sind ebenfalls angegeben.

h_{SL} : Bahnhöhe über der Erdoberfläche
 r_K : Radius der Kreisbahn
 v_{SK} : Kreisbahngeschwindigkeit
 T_{OK} : Umlaufzeit für einen Orbit

h_{SL}	r_K	v_{SK}	T_{OK}	Beispiel
0 km	6378,144 km	7,91 km/s	84 Min. 29 Sek.	-
400	6778,144	7,67	92 Min. 33 Sek.	Internationale Raumstation (ISS)
514	6992,144	7,60	94 Min. 54 Sek.	TerraSAR-X
1400	7778,144	7,16	113 Min 47 Sek.	Globalstar (Satellitentelefon)
23200	29578,144	3,67	14 Std. 3 Min.	Galileo (Navigationssystem)
35786	42164,144	3,07	23 Std. 56 Min.	ASTRA (Satellitenfernsehen)

3.1.3 Energie und Geschwindigkeit

Über den Energieerhaltungssatz lässt sich die Bahngeschwindigkeit v_s eines Satelliten, auch für eine nicht kreisförmige Flugbahn, für jeden Punkt auf der Umlaufbahn berechnen. Die Gesamtenergie E_S eines Satelliten in einer Umlaufbahn setzt sich zusammen aus der kinetischen Energie und der potentiellen Energie. Auf der Grundlage des Zweikörperproblems lässt sich die Energie damit berechnen zu:

$$E_S = \frac{m_S v_S^2}{2} - \frac{\mu \left(1 + \frac{m_S}{m_E}\right)}{|r|} = \textit{konsant} \quad (3.12)$$

Wirken keine äußeren Kräfte auf die Umlaufbewegung, dann bleibt die Gesamtenergie des Satelliten konstant. Für die Ellipsenbahn lässt sich zeigen, dass die Gesamtenergie E_S auch folgendermaßen ausgedrückt werden kann [Mar09] [Mes11]:

$$E_S = - \frac{\mu \left(1 + \frac{m_S}{m_E}\right)}{2a} \quad (3.13)$$

Mit Gl. (3.12) und (3.13) folgt damit für die Bahngeschwindigkeit mit a als großer Halbachse der Ellipsenbahn

$$v_S = \sqrt{\mu \left(1 + \frac{m_S}{m_E}\right) \left(\frac{2}{|r|} - \frac{1}{a}\right)} \approx \sqrt{\mu \left(\frac{2}{|r|} - \frac{1}{a}\right)}. \quad (3.14)$$

Für die Satellitenbahnmechanik ist die Näherung gültig, da $m_S \ll m_E$ erfüllt ist.

3.2 Definition und Bestimmung von Bahnelementen

Für die ISAR-Radarabbildung eines Weltraumobjekts auf einer Umlaufbahn um die Erde muss das Antennensystem dem Weltraumobjekt auf seiner Bahn für eine bestimmte Zeit bzw. einen bestimmten Bahnabschnitt nachgeführt werden. Ohne ein automatisches Bahnverfolgungssystem (z.B. Verfolge-Radar) muss die erwartete Flugbahn des Satelliten daher vorausberechnet werden, was basierend auf den sogenannten Bahnelementen gemacht werden kann.

3.2.1 Die astronomischen Bahnelemente

Um den Ort und auch den gesamten Bewegungsablauf eines Weltraumobjektes im Rahmen der allgemeinen Keplerbewegung zu bestimmen, ist die Berechnung der sogenannten Bahnelemente notwendig und hilfreich. Das heißt aber auch, dass sich bei Kenntnis der Bahnelemente der räumliche Bewegungsablauf von Objekten auf einer Umlaufbahn bezogen auf ein zugrunde liegendes Koordinatensystem bestimmen lässt. Die im vorherigen Abschnitt abgeleiteten Bewegungsgleichungen (3.5) bzw. (3.6) zweier Körper stellen eine vektorielle Differentialgleichung zweiter Ordnung dar, mit der allgemeinen Lösung [Gie66]

$$\mathbf{r} = \mathbf{r}(c_{1-6}, t). \quad (3.15)$$

Legt man die Integrationskonstanten c_1 bis c_6 mit Hilfe geeigneter physikalischer Bedeutungen fest, so resultiert eine spezielle Lösung der Differentialgleichung und somit eine Bestimmung des gesamten Bewegungsablaufes des entsprechenden Objekts. Die Integrationskonstanten werden als „Bahnelemente“ (oder auch Keplerelemente [Joc14]) bezeichnet. Hierbei gibt es mehrere Möglichkeiten diese Bahnelemente auszuwählen, wobei aber in allen Fällen für eine eindeutige Bewegungsbestimmung im Rahmen der allgemeinen Keplerbewegung mindestens sechs Elemente notwendig sind. Beispielsweise kann aus einem Ort und der an diesem Ort bestehenden Geschwindigkeit der weitere Bewegungsablauf bestimmt werden. Legt man ein kartesisches Koordinatensystem zu Grunde, so wären hier die Komponenten des Ortsvektors $\mathbf{r} = [x_o, y_o, z_o]$ und des dazugehörigen Geschwindigkeitsvektors $\dot{\mathbf{r}} = [\dot{x}_o, \dot{y}_o, \dot{z}_o]$ zu einem bestimmten Zeitpunkt t_0 die sechs naheliegend zu wählenden Bahnelemente.

Bei Satelliten ist es jedoch üblich die in der Himmelsmechanik häufig verwendeten und in Abbildung 3.2 veranschaulichten Keplerelemente zu nutzen [Eva99] [Joc14]:

Rektaszension des aufsteigenden Knotens	Ω	Winkelablage des aufsteigenden Knotens vom Frühlingspunkt
Inklination	i	Neigung der Bahnebene bzgl. der Äquatorebene
Argument des Perigäums	ω	Winkelablage des Perigäums vom aufsteigenden Knoten in der Bahnebene
Große Halbachse der Bahn	a	Große Halbachse der Ellipse
Numerische Exzentrizität der Bahn	e	Verhältnis des Abstandes der Ellipsenbrennpunkte vom Mittelpunkt zur großen Halbachse
Mittlere Anomalie	M	---

Hierbei lässt sich mit der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen mittleren Anomalie $M(T)$ der Zusammenhang zur dargestellten wahren Anomalie ν , der Winkelablage der Position des Objekts zum Perigäum, zum Zeitpunkt der Epoche T herstellen.

Als räumliches Bezugssystem wird das Frühlingspunktbezogene Äquatorsystem $(x_{\text{Äq}}, x_{\text{Äq}}, x_{\text{Äq}})$ genutzt, welches als Grundebene die Ebene des Himmelsäquators hat. Dieses Bezugssystem ist das fundamentale Koordinatensystem das bei erdgebundenen und auch interplanetaren Raumflugmissionen verwendet wird [Joc16].

Der Himmelsäquator ist hierbei eine Projektion des Äquators der Erde auf eine die Erde umfassende Himmelskugel und somit ein Großkreis am Himmel. Als Grundrichtung des Äquatorsystems dient der sogenannte Frühlingspunkt. Dieser liegt an derjenigen Stelle, wo die Ekliptik den Himmelsäquator schneidet und die Sonne bei ihrem scheinbaren Lauf den Himmelsäquator zur Zeit der Tag- und Nachtgleiche im Frühjahr von Süden nach Norden überquert. Aufgrund der Wahl dieser Grundrichtung handelt es sich beim Äquatorsystem um ein raumfestes System bei dem die Achsenrichtungen nicht von der Rotation der Erde

abhängen. Legt man den Ursprung des Koordinatensystems in den Erdmittelpunkt, so spricht man vom geozentrischen Äquatorsystem [Beu15].

Um den räumlichen Bezug eines Satelliten zu einem festen Ort auf der Erde herzustellen (z.B. zum Radarsystem) ist die Umrechnung in das bekannte Greenwich-bezogenen Koordinatensystem $(x_{\ddot{A}q}, y_{\ddot{A}q}, z_{\ddot{A}q})$ das entsprechend am Nullmeridian ausgerichtet ist, sinnvoll. Dieses erdfeste, ebenfalls geozentrische Koordinatensystem weist eine entsprechend der Erddrotation entstehende Drehung gegenüber dem Frühlingspunktsystem auf die durch die Sternzeit Θ_S ausgedrückt wird.

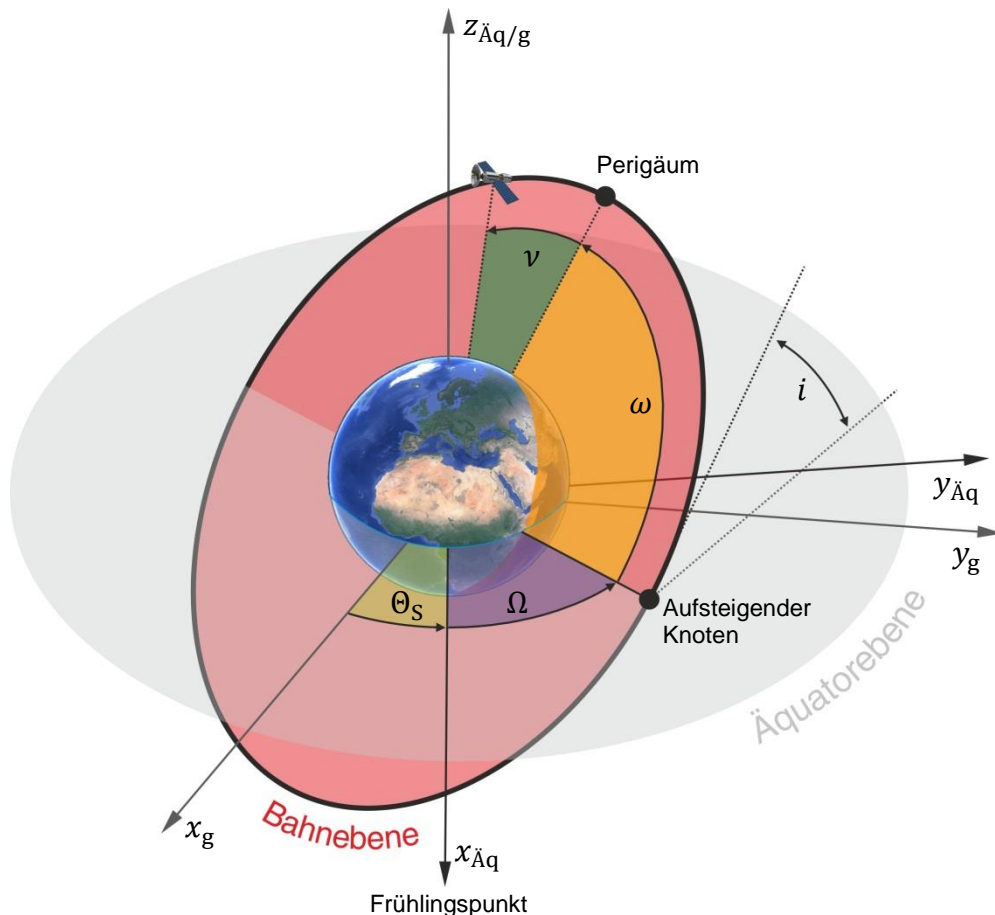


Abbildung 3.2: Veranschaulichung der Umlaufbahn eines Satelliten mit der Erde als Zentralmasse sowie den umlaufbahnbestimmenden Bahnelementen. Die Inklination i bestimmt die Neigung der Bahnebene gegenüber der Äquatorebene, die Länge des aufsteigenden Knotens Ω den Durchstoßpunkt in nördlicher Richtung der Umlaufbahn durch die Äquatorebene, das Argument des Perigäums ω die Lage des Perigäums und die aus der mittleren Anomalie M berechnete wahre Anomalie ν , die die Position des Satelliten auf der Umlaufbahn ausgehend vom Perigäum angibt.

Betrachtet man nun einen die Erde umkreisenden Satelliten, so lässt sich anhand der Bahnelemente im geozentrischen Äquatorsystem als räumliches Bezugssystem der Ort und Bewegungsablauf des Objekts bestimmen. Abbildung 3.2 zeigt die Bahngeometrie eines Satelliten welcher sich auf einer elliptischen Umlaufbahn um die Erde befindet, sowie die dazugehörigen Bahnelemente. Hierbei ist die Rektaszension des aufsteigenden Knotens Ω der Winkel zwischen Frühlingspunkt und aufsteigendem Knoten in der Äquatorebene. Der aufsteigende Knoten ist als Durchstoßpunkt der Umlaufbahn durch die Äquatorebene bei dem der Satellit diese Ebene von Süden nach Norden überschreitet definiert. Die Neigung der

Bahnebene bezüglich der Äquatorebene wird als Inklination i bezeichnet, welche den Winkel zwischen diesen beiden Grundebenen angibt. Ω und i bestimmen somit die räumliche Lage der Bahnebene des Satelliten. Das Argument des Perigäums ω gibt den Winkel in der Bahnebene zwischen aufsteigendem Knoten und Perigäum, dem am Gravitationszentrum nächstgelegenen Bahnpunkt, an. Hierbei wird ω in Richtung der Bewegung des Satelliten gemessen. Für die Größe und Form der Umlaufbahn, die einen Kegelschnitt darstellt, sind zwei Parameter notwendig. Anhand der Großen Halbachse der Bahn a und der numerische Exzentrizität e lassen sich alle weitere Parameter des Kegelschnittes berechnen. Durch diese fünf Bahnelemente ist die räumliche Ausrichtung der Geometrie der Umlaufbahn vollständig bestimmt. Der zeitliche Bezug, um den Ort des Satelliten zu einem bestimmten Zeitpunkt auf dieser Umlaufbahn zu bestimmen, wird ausgehend vom Anfangsort des Satelliten auf seiner Bahn bestimmt, der wiederum durch die Epoche T bzw. der entsprechenden, im nächsten Abschnitt beschriebenen, „mittleren Anomalie“ $M_0=M(T)$ festgelegt wird.

Die Bahnelemente und weitere objektspezifische Daten einer Großzahl realer Weltraumobjekte sind im sogenannten TLE-Format (Two-Line-Element) öffentlich zugänglich (Anhang A.1).

3.2.2 Die Keplergleichung

Mit den vorgestellten Bahnelementen lässt sich nun der Ort eines Satelliten als Funktion der Zeit berechnen. Dies wird im Folgenden für den Fall einer elliptischen Umlaufbahn ($0 < e < 1$) durchgeführt [Gie66]. Ist der Ort eines Satelliten zum Zeitpunkt t_0 gesucht, so lässt sich zunächst über die Keplergleichung für Ellipsenbahnen mit Hilfe der Bahnelemente a, e und T die sogenannte exzentrische Anomalie berechnen die in Abbildung 3.3 den Hilfswinkel Φ darstellt. Die Keplergleichung für Ellipsenbahnen mit dem Anfangswert $M(T)$ lautet [Mon01]

$$M = M(t) = M(T) + \sqrt{\frac{\mu}{a^3}} \cdot (t_0 - T) = \Phi - e \sin \Phi. \quad (3.16)$$

M ist hierbei die „mittlere Anomalie“ und $\mu = Gm_E$ entsprechend Gl. (3.6) die „geozentrische Gravitationskonstante“. Da Gl. (3.16) eine transzendente Gleichung darstellt ist sie nicht geschlossen nach Φ auflösbar. In [Bat64] werden verschiedene Verfahren zur Lösung dieses Problems vorgeschlagen. Neben einer grafischen Lösung lässt sich bei Umlaufbahnen mit kleiner Exzentrizität ($e \ll 1$) ein iteratives Verfahren anwenden. Mit dem Startwert $\Phi_0 = M$ kann mit folgender Rechenvorschrift die exzentrische Anomalie Schrittweise berechnet werden. Dabei konvergiert Φ_K gegen den gesuchten Wert Φ :

$$\Phi_{K+1} = M + e \sin \Phi_K \quad (3.17)$$

Ist Φ bestimmt lässt sich der Radius r sowie die „wahre Anomalie“ ν berechnen mit

$$r = a(1 - e \cos \Phi), \quad (3.18)$$

$$\nu = \cos^{-1} \left(\frac{\cos \Phi - e}{1 - e \cos \Phi} \right) = \sin^{-1} \left(\frac{\sqrt{1 - e^2} \sin \Phi}{1 - e \cos \Phi} \right). \quad (3.19)$$

ν ist hierbei der Winkel der von der Verbindungslinie zwischen Gravitationszentrum und nächstgelegen Bahnpunkt (Perigäum) und dem aktuellen Radius r eingeschlossen wird. Schließlich ist basierend auf den Bahnelementen ω , Ω und i die Umrechnung vom geozentrischen Bahnsystem zum geozentrischen Äquatorsystem mit Hilfe der Transformationsformel durchzuführen:

$$\mathbf{r}(t_0) = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = r \begin{pmatrix} \cos(\omega + \nu) \cdot \cos \Omega - \sin(\omega + \nu) \cdot \cos i \cdot \sin \Omega \\ \cos(\omega + \nu) \cdot \sin \Omega + \sin(\omega + \nu) \cdot \cos i \cdot \cos \Omega \\ \sin(\omega + \nu) \cdot \sin i \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Mit $\mathbf{r}(t_0)$ ist somit die räumliche Lage des Satelliten im geozentrischen Äquatorsystem für den Zeitpunkt t_0 anhand von sechs Bahnelementen eindeutig bestimmt.

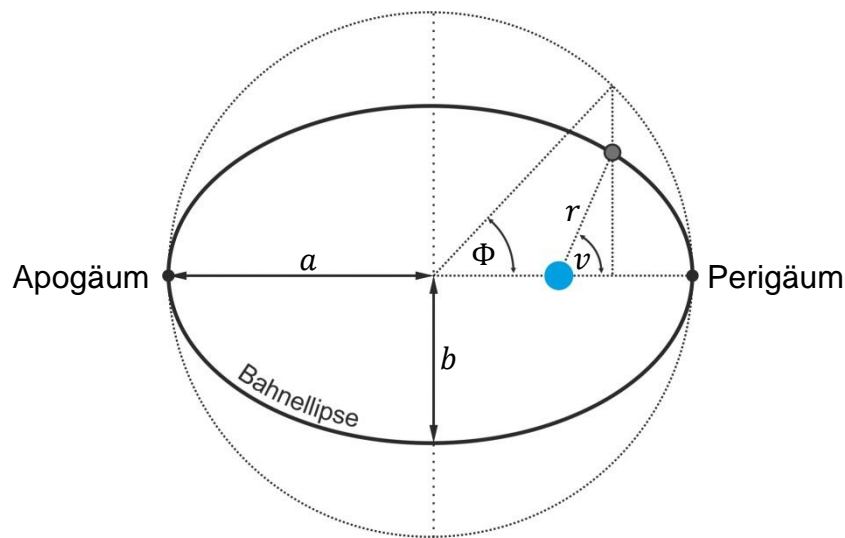


Abbildung 3.3: Geometrie zu Bestimmung der wahren Anomalie ν . Der Hilfswinkel Φ stellt die exzentrische Anomalie dar, sowie a und b die große- bzw. kleine Halbachse der elliptischen Umlaufbahn [Esc65].

3.3 Umlaufbahnen künstlicher Satelliten und ihre Eigenschaften

3.3.1 Definition von Umlaufbahnen

Betrachtet man die Bahnhöhe von künstlichen, die Erde umkreisenden Satellitensystemen, so lässt sich diese grundlegend in drei Bereiche einteilen [Mon01]. Abbildung 3.4 zeigt eine skalierte Darstellung der verschiedenen Bahnhöhenbereiche mit den richtigen Größen- bzw. Höhenverhältnissen.

Der geosynchrone Erdorbit (engl.: Geosynchronous Orbit GSO) mit einem Bahnradius von 42.157 km und einer Höhe von etwa 35.786 km über der Erdoberfläche hat die Eigenschaft, dass die Umlaufzeit genau der Rotationsdauer der Erde (genauer: einem siderischen Tag) entspricht. Liegt zudem die Bahnebene in der Äquatorebene der Erde, sprich die Inklination ist Null ($i = 0^\circ$), so spricht man von einem geostationären Orbit (engl.: Geostationary Orbit

GEO) bei dem ein Satellit für einen Beobachter auf der Erdoberfläche im Idealfall immer am selben Punkt am Himmel steht. Ab einer Bahnhöhe von 2000 km über der Erdoberfläche bis hin zum GEO spricht man von einer Erdumlaufbahn mittlerer Höhe (engl.: Medium Earth Orbit MEO) darunter von einer niedrigen oder erdnahen Umlaufbahn (engl.: Low Earth Orbit LEO). Die untere Grenze in einem erdnahen Orbit wird durch die Atmosphäre bestimmt, die einen niedrig fliegenden Satellit aufgrund der Bremskraft der noch vereinzelt vorhandenen Luftmoleküle kontinuierlich verlangsamen würde, was ohne weitere Energiezufuhr zum Absturz des Satellit führt. Da die Dichte der Atmosphäre in grober Näherung, in Abhängigkeit der Höhe, exponentiell abnimmt, gibt es keine genaue Bahnhöhen Grenze ab der die Atmosphäre keine Bremswirkung mehr auf einen Satellit ausübt. In der Raumfahrt richtet sich die Definition der Obergrenze der Atmosphäre nach der Höhe, in der der Strahlungsdruck (hauptsächlich verursacht durch die Sonne) die atmosphärischen Kräfte als wesentliche Störeinflüsse ablösen. Diese Höhe kann mit etwa 1000 km angenommen werden [Mes11]. So ist beispielsweise die Internationale Raumstation (ISS) mit einer durchschnittlichen Bahnhöhe von etwa 420 km noch einer deutlichen Bremskraft der Atmosphäre ausgesetzt. Der dadurch entstehende Bahnhöhenverlust wird immer wieder durch eine Beschleunigung der Bahngeschwindigkeit entgegengewirkt. Nur wenige Satellitensysteme weisen eine noch niedrigere Bahnhöhe als die ISS auf. Meist sind dies optische Aufklärungssysteme oder auch für die Wissenschaft eingesetzte Satelliten. Im Bereich von 1200 km bis 3000 km befindet sich der Van-Allen-Strahlungsgürtel der hauptsächlich aus hochenergetischen Protonen besteht, weshalb man diesen Bahnhöhenbereich aufgrund der hohen Strahlungsbelastung nach Möglichkeit vermeidet. Zu diesen drei charakteristischen Bahnhöhenbereichen kommen nun noch die elliptischen und hochelliptischen Umlaufbahnen mit einer deutlichen Exzentrizität ($e \gg 0$) hinzu (engl.: Highly Elliptical Orbit HEO). Im Extremfall kann hierbei das Perigäum des exzentrischen Orbits im Höhenbereich der erdnahen Umlaufbahnen liegen und das Apogäum weit oberhalb des geostationären Orbits.

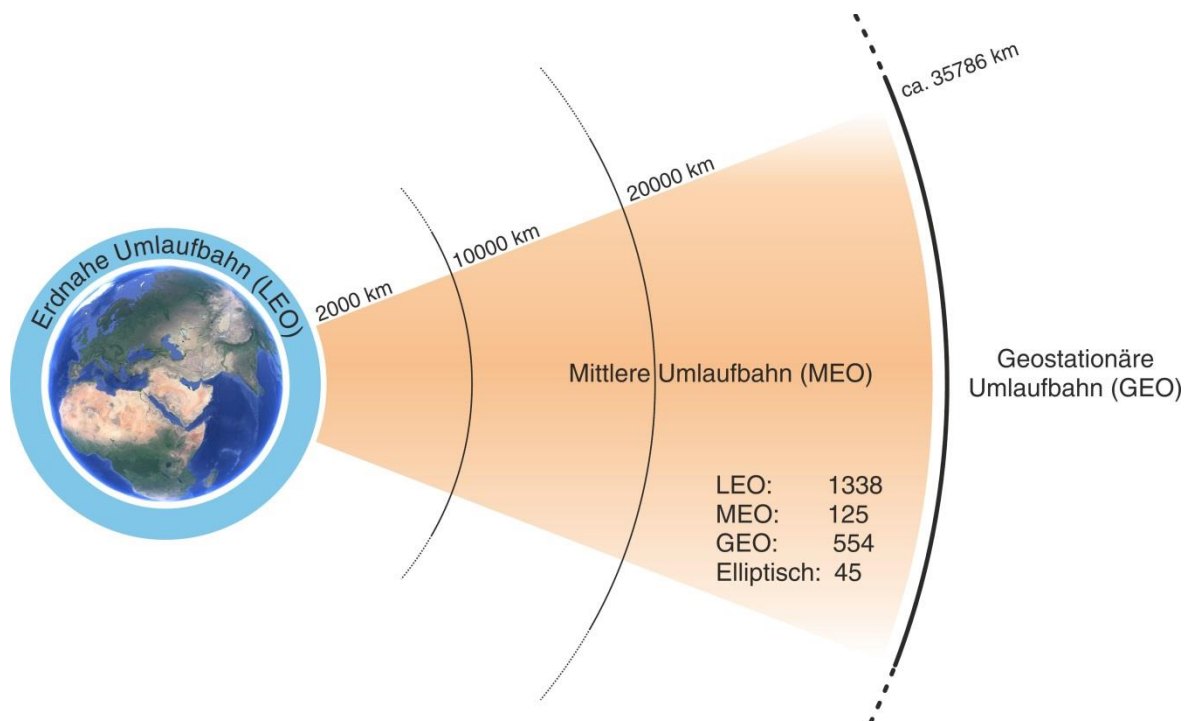


Abbildung 3.4: Grafik zur Definition der verschiedenen Bahnhöhenbereiche mit den richtigen Größen- bzw. Höhenverhältnissen und der Erde als Zentralmasse sowie die Angabe der Anzahl der operationellen Satelliten in den einzelnen Höhenbereichen (Stand: 31.03.2019). Das in dieser Arbeit behandelte Mikrowellensensorsystem beschränkt sich auf Objekte in der blau dargestellten erdnahen Umlaufbahn.

Neben der Bahnhöhe bestimmt auch die Inklination die wesentlichen Eigenschaften einer Umlaufbahn. Beträgt die Inklination etwa $i = 90$ Grad, so spricht man von einer polaren Umlaufbahn. Umlaufbahnen mit solch hohen Inklinationswinkeln nahe 90 Grad werden hauptsächlich für Fernerkundungs- und Wettersatelliten oder auch Kommunikationssatelliten wie Iridium ($i = 86,4^\circ$) genutzt, da die gesamte Erdoberfläche inkl. der Polarregionen erfasst bzw. abgedeckt werden kann. Fliegt ein Satellit auf einer Umlaufbahn mit einer Inklination $i > 90^\circ$ spricht man von rückläufigen Bahnen bzw. von einer sonnensynchronen Umlaufbahn. Ein Beispiel ist der Radarsatellit TerraSAR-X ($i = 97,44^\circ$) dessen Umlaufbahn an der Tag-Nachtgrenze liegt, und somit immer von der Sonne beschienen wird, was eine ständige Gewinnung elektrischer Energie mittels Solarzellen möglich macht. Betrachtet man einen bestimmten Standpunkt auf der Erdoberfläche der durch seine geographische Breite und geographische Länge definiert ist, so bestimmt die Inklination eines Objekts dessen Sichtbarkeit von diesem Standpunkt aus. Um ein erdnahe Weltraumobjekt zu einem bestimmten Zeitpunkt im Zenit sehen zu können, muss die Inklination mindestens der geographischen Breite des auf der Erdoberfläche liegenden Standpunkts entsprechen. Nimmt man als Beispiel das Weltraumteleskop Hubble (HST) mit einer Inklination von $i = 28,5^\circ$, so lässt sich dieses von einem Standpunkt, mit einer geographischen Breite von $48,1^\circ$ (München) nicht beobachten, da dessen Umlaufbahn zu keinem Zeitpunkt oberhalb des Horizonts liegt.

Das abbildende Radarsystem mit dem sich diese Arbeit befasst, soll darauf ausgelegt werden, hochauflösende Abbildungen von Objekten in einer erdnahe Umlaufbahn (LEO) zu erstellen. Deshalb wird im weiteren Verlauf der Arbeit hauptsächlich auf diese spezielle Umlaufbahnhöhe eingegangen sowie zudem ausschließlich auf Objekte, die aufgrund ihrer Inklination Süddeutschland überfliegen.

3.3.2 Bestimmung von Distanz sowie Elevations- und Beleuchtungswinkel

Das Ergebnis der Transformationsformel (3.20) liefert die Koordinaten der Satellitenposition im geozentrischen Äquatorsystem. Um den Bezug der Umlaufbahn zur Erdoberfläche darzustellen, ist die Umrechnung anhand der Sternzeit in das erdfeste geozentrische Greenwich-bezogene Koordinatensystem sinnvoll. Nach der Umrechnung der kartesischen Koordinaten in Kugelkoordinaten dieses Koordinatensystems der Erde lässt sich nun die Distanz des Satelliten zu einer bestimmten Position auf der Erdoberfläche für diese Koordinaten der Satellitenposition bestimmen. Abbildung 3.5 zeigt die zur Berechnung der Distanz zwischen einer Position auf der Erdoberfläche P_B und einer Satellitenposition P_{SL} herangezogene Geometrie. Die Lage des Punktes auf der Erde ist hierbei durch die geographischen Koordinaten φ_B (Breitengrad) und λ_B (Längengrad) sowie durch den Erdradius R_E bestimmt. Die Position des Satelliten sei hierbei durch φ_{SL} und λ_{SL} sowie den Abstand $r_{SL} = R_E + h_{SL}$ vom Erdmittelpunkt gegeben.

Somit lässt sich mit $R_{SL}^2 = R_E^2 + r_{SL}^2 - 2R_E r_{SL} \cos \phi$ der Abstand zwischen dem Punkt P_B auf der Erdoberfläche und der Satellitenposition P_{SL} bestimmen zu

$$R_{SL} = \sqrt{R_E^2 + r_{SL}^2 - 2R_E r_{SL} \cos \phi}. \quad (3.21)$$

Dabei liefert der Kosinus- und Sinussatz mit $\Delta L = |\varphi_B - \varphi_{SL}|$ als Differenz der geographischen Länge der beiden Positionen für $\cos \phi$ [Mar09]

$$\cos \phi = \cos \Delta L \cos \varphi_{SL} \cos \varphi_B + \sin \varphi_{SL} \sin \varphi_B . \quad (3.22)$$

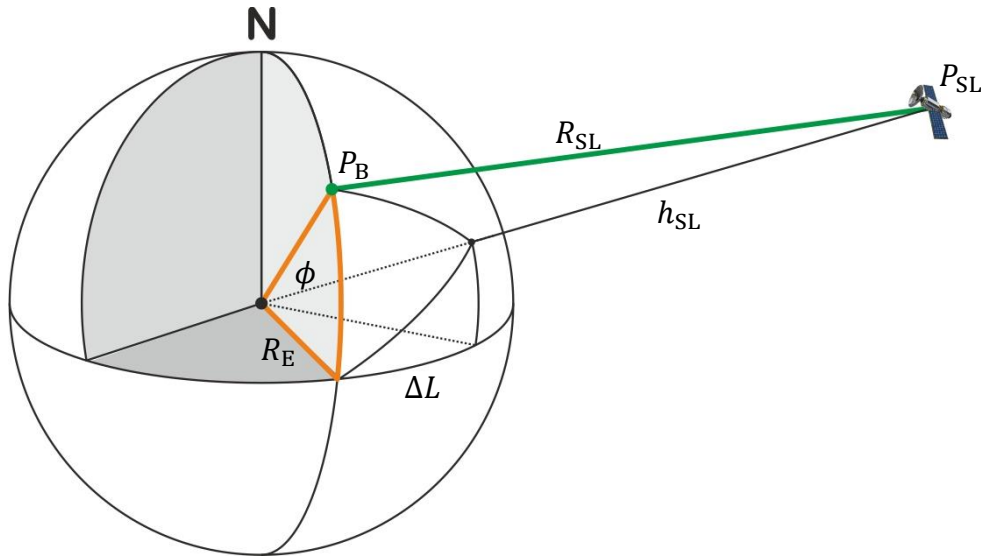


Abbildung 3.5: Geometrie zur Berechnung der Distanz R_{SL} zwischen einer Satellitenposition P_{SL} und einer Position P_B auf der Erdoberfläche.

Bei der Berechnung der Distanz mit Gl. (3.21) wurde angenommen, dass die Erde eine ideale Kugelform aufweist, was bedeutet, dass die geographische Breite mit der geozentrischen Breite übereinstimmt. Dies ist durch die Erdabplattung an den Polen, die dazu führt, dass die Erde als Ganzes durch einen Rotationellipsoiden angenähert wird, nicht immer der Fall, da hierdurch die geographische Breite nicht zwingend durch das Zentrum der Erde läuft. Für eine genauere Berechnung der Distanz sollte daher anstatt der geographischen Breite φ_B die geozentrische Breite ψ_B verwendet werden.

Mit b_E als kleiner Halbachse des für die Erde angenommenen Ellipsoiden gilt der Zusammenhang [Pri93]

$$\bar{R}_E^2 \tan \psi_B = b_E^2 \tan \varphi_B . \quad (3.23)$$

Die Distanz R_D vom Erdmittelpunkt zum Punkt auf der Erdoberfläche ergibt sich über die Gleichung einer Ellipse:

$$R_D = \bar{R}_E (1 - A \sin^2 \psi_B) \quad (3.24)$$

\bar{R}_E ist dabei der mittlere Äquatorradius und $A = (a_E - b_E)/a_E$ der Faktor für die Abplattung der Erde. Die Internationale Astronomische Union legte für diese beiden Größen die Werte $A = 1/298,257$ bzw. $\bar{R}_E = 6378,144$ km fest [Mar09].

Der Elevationswinkel E_{SL} unter dem der Satellit von der auf der Erdoberfläche liegenden Position gesehen werden kann lässt sich mit Hilfe Abbildung 3.6 bestimmen. Mit $R_{SL} \cos E_{SL} = r_{SL} \sin \phi$ ergibt sich für den Elevationswinkel

$$E_{SL} = \cos^{-1} \left(\frac{r_{SL}}{R_{SL}} \sin \phi \right) . \quad (3.25)$$

Mit dem Elevationswinkel ergibt sich dann eine weitere Möglichkeit die Distanz zum Satelliten zu bestimmen:

$$R_{SL} = \sqrt{(R_D \sin E_{SL})^2 + h_{SL}^2 + 2h_{SL}R_D - R_D \sin E_{SL}} \quad (3.26)$$

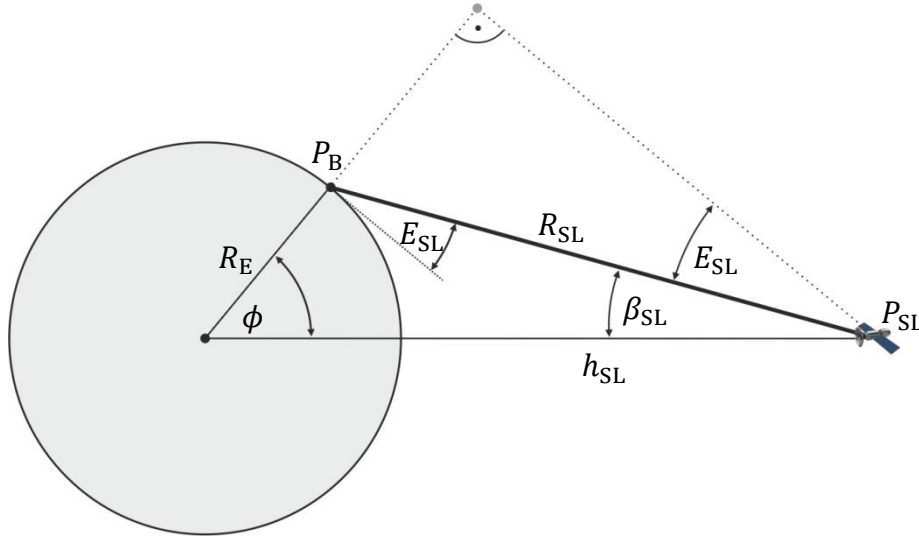


Abbildung 3.6: Geometrie zur Bestimmung des Elevationswinkels unter dem der Satellit von einer Position auf der Erdoberfläche gesehen wird.

Von entscheidender Rolle ist auch der Nadir-Winkel β_{SL} unter dem, vom Satelliten als Ursprung ausgehend, die auf der Erdoberfläche liegende Position gesehen wird. Hieraus ergibt sich im späteren Verlauf dieser Arbeit die wichtige Blickrichtung, von der aus der Satellit beleuchtet wird, was maßgeblich das entstehende Radarbild bestimmt. Hierbei wird der Winkel zwischen dem Nadir und der Sichtlinie zur Position auf der Erde gemessen. Entsprechend Abbildung 3.6 ergibt sich mit $\beta_{SL} + E_{SL} + \pi/2 + \phi = \pi$

$$\beta_{SL} = \frac{\pi}{2} - E_{SL} - \phi. \quad (3.27)$$

3.4 Bahnstörungen

Die Keplerschen Gesetze gelten in einem Zweikörpersystem, bei dem die beiden Körper als Punktmassen agieren bzw. bei kugelförmigen Körpern konstanter Dichte. Des Weiteren dürfen keine äußeren Kräfte das Zweikörpersystem beeinflussen wie beispielsweise die Gravitationskraft weiterer Objekte oder nicht durch Gravitation entstehende Kräfte wie Bremskraft der Atmosphäre, Strahlungsdruck der Sonne. Betrachtet man die Flugbahn realer Objekte im erdnahen Weltraum, so sind die Bedingungen, bei denen die Keplerschen Gesetze gelten, nicht vollständig erfüllt, was dazu führt, dass man die Keplerschen Gesetze nur als gute Näherung betrachten darf. Man spricht von einer gestörten Keplerbewegung. Im Folgenden wird kurz auf unterschiedliche Ursachen einer Bahnstörung und derer Auswirkung auf die Satellitenumlaufbahn eingegangen. Die analytische Beschreibung der durch Bahnstörungen verursachten Variation der Keplerelemente (Bahnelemente) ist in [Joc14] zu finden.

3.4.1 Störeinflüsse auf die Umlaufbahn von Satelliten

Die Umlaufbahnen von erdnahen Satelliten sind einer Vielzahl an Störeinflüssen ausgesetzt. Beispielsweise weist die Erde durch die ungleiche innere Massenverteilung ein asphärisches Gravitationsfeld auf, was die Annahme einer Punktmasse als Zentralkörper nicht mehr zulässt. Auch die nicht ideale Kugelform, bei der der Radius an den Polen gegenüber dem Radius am Äquator um etwa 22 km kürzer ist, trägt zum asphärischen Gravitationsfeld bei. Die Folge ist, dass die durch die Schwerkraft entstehende Kraft nicht in Richtung des Erdmittelpunktes wirkt, mit Ausnahme von polaren Umlaufbahnen ($i = 90^\circ$) und Umlaufbahnen in der Äquatorebene ($i = 0^\circ$). Dies hat die Auswirkungen, dass die Rektaszension des aufsteigenden Knotens Ω sowie auch das Argument des Perigäums ω bei einer Umlaufbahn mit der Inklination $i \neq 0^\circ$ und $i \neq 90^\circ$ sich über der Zeit ändert. Auch in der Äquatorebene weist die Erde keinen konstanten Erdradius auf, was bei einer in der Äquatorebene liegenden Umlaufbahn durch eine ständige Beschleunigung und Abbremsung des Satelliten zur Vergrößerung der Exzentrizität e führt.

Abbildung 3.7 zeigt den Einfluss der Atmosphäre auf die Umlaufbahn eines im niedrigen Erdborbit fliegenden Satelliten. Die Exzentrizität der exzentrischen Umlaufbahn nimmt durch die Verringerung der Geschwindigkeit im Perigäum langsam ab, bis eine zirkuläre Umlaufbahn erreicht ist. In einer zirkulären Umlaufbahn verliert der Satellit dann ständig an Höhe wobei die Geschwindigkeit kontinuierlich zunimmt. Bestes Beispiel ist die bereits erwähnte Internationale Raumstation, die in einer Bahnhöhe von etwa 420 km noch einen deutlichen Strömungswiderstand erfährt. Dabei ist der Einfluss der Atmosphäre sehr stark von der Form und Größe des Objekts abhängig. So ist es speziell bei der Raumstation sehr schwierig eine exakte Bahnvorhersage zu berechnen, da durch die Größe und Komplexität der genaue Strömungswiderstand nicht bekannt ist [Wer12].



Abbildung 3.7: Beispiel zweier natürlicher Störeinflüsse auf die Umlaufbahn eines Satelliten. Die Bremskraft der Atmosphäre verringert die Höhe des Apogäums bei Lage des Perigäums in einer Höhe mit Restatmosphäre (links). Durch den Strahlungsdruck der Sonne verursachte Bremskraft ($a_{SL} < 0$) auf der einen Seite und Beschleunigung ($a_{SL} > 0$) auf der anderen Seite führt zur Vergrößerung der Exzentrizität der Umlaufbahn (rechts).

Abbildung 3.7 rechts zeigt die Auswirkungen des Strahlungsdrucks der Sonne auf die Umlaufbahn. Durch die Beschleunigung auf der einen Seite und der Geschwindigkeit entgegengerichteten Kraft auf der anderen Seite nimmt die Exzentrizität einer elliptischen Umlaufbahn zu bzw. eine zirkuläre Umlaufbahn wird elliptisch.

Weiter nehmen die Gravitationsfelder der umliegenden Körper (Mond, Sonne, ...) Einfluss auf die Form der Umlaufbahn. Zusammengefasst spricht man von Bahnstörungen, die die Berechnung der Form der exakten Umlaufbahn sehr schwierig machen.

Durch diese und weitere Störeinflüsse kann man die in Abschnitt 3.2 erläuterten Bahnelemente für ein bestimmtes Weltraumobjekt nicht mehr als konstant betrachten, sondern muss vielmehr eine ständige Korrektur basierend auf den vorhandenen Störeinflüssen durchführen.

Im Hinblick auf das in dieser Arbeit behandelte abbildende Radarsystem spielt die Genauigkeit mit der die Bahnparameter unter Einfluss der Störkräfte bestimmt werden bzw. bestimmt werden können eine wichtige Rolle, da die Kenntnis der Aufnahmegeometrie bei der Erzeugung der synthetischen Apertur maßgeblich die erreichbare Bildfokussierung bestimmt. Je nach Missionsziel der Satellitenmissionen gibt es hier große Unterschiede in der Genauigkeit der zur Verfügung stehenden Bahnparameter realer Weltraumobjekte. Auch sind nicht für alle Objekte die Bahnparameter öffentlich verfügbar. Zur Genauigkeit der verfügbaren Bahnelemente und auch der Genauigkeit der Bahnvorhersage gibt es oft keine genaueren Informationen. Die später vorgestellten Untersuchungsergebnisse sowie auch die späteren experimentellen Radarmessungen werden zeigen, dass die größte Ungenauigkeit in der Bestimmung der genauen Überflugzeit liegt. Präziser ausgedrückt bedeutet dies, dass die Umlaufbahn bekannt ist, aber einer bestimmten Position auf dieser Umlaufbahn die Zeit nur mit einer bestimmten Fehlertoleranz zugeordnet werden kann.

3.4.2 Zeitlicher Verlauf der Bahnhöhe realer Weltraumobjekte

Um einen Eindruck über den zeitlichen Verlauf der Bahnhöhe realer Satellitensysteme zu bekommen, zeigt Abbildung 3.8 und Abbildung 3.9 diese anhand der Auswertung von mehreren TLE Datensätzen (ISS: 365 Datensätze, TerraSAR-X: 136).

Hierbei wurde basierend auf den Bahnelementen mit Hilfe der Gl. (3.11) und der linearen Exzentrizität $e_{\text{lin}} = e \cdot a$ die Bahnhöhe h_{Ap} im Apogäum und h_{Pe} im Perigäum bestimmt. Mit dem mittleren Äquatorradius von $\bar{R}_E = 6378,144$ km erhält man über die Beziehungen (3.28) bzw. (3.29) die dargestellten Bahnhöhen.

$$h_{\text{Ap}} = (a + e_{\text{lin}}) - \bar{R}_E \quad (3.28)$$

$$h_{\text{Pe}} = (a - e_{\text{lin}}) - \bar{R}_E \quad (3.29)$$

Der Verlauf der Bahnhöhe der ISS zeigt deutlich das Anfang November durchgeführte Bahnmanöver zu Anhebung der Umlaufbahn. Des Weiteren sind im Oktober deutliche Veränderungen der Bahnhöhe zu erkennen. Im Allgemeinen ist auch die stetige Abnahme der Bahnhöhe ersichtlich, die, durch die größere Bremskraft der Atmosphäre im Perigäum, im Apogäum meist stärker ist. Im Vergleich dazu, ist die Bahnhöhe von TerraSAR-X im Mittel stabil was an der kleineren Bauform und der höheren Bahnhöhe und der damit einhergehenden geringeren Bremskraft der Atmosphäre liegt.

Betrachtet man den Bahnhöhenverlauf dieser beiden Objekte als Beispiel, so ist auf jeden Fall festzustellen, dass eine stetige Änderung der Bahnhöhe vorliegt. Im Hinblick auf die Auslegung des Radarsystems ist dies bei der Wahl der Empfangsfenstergröße zu berücksichtigen, da die sich ändernde Umlaufbahn für eine Radarmessung vorausberechnet werden muss, was sich aber nur mit einer gewissen Fehlertoleranz durchführen lässt.

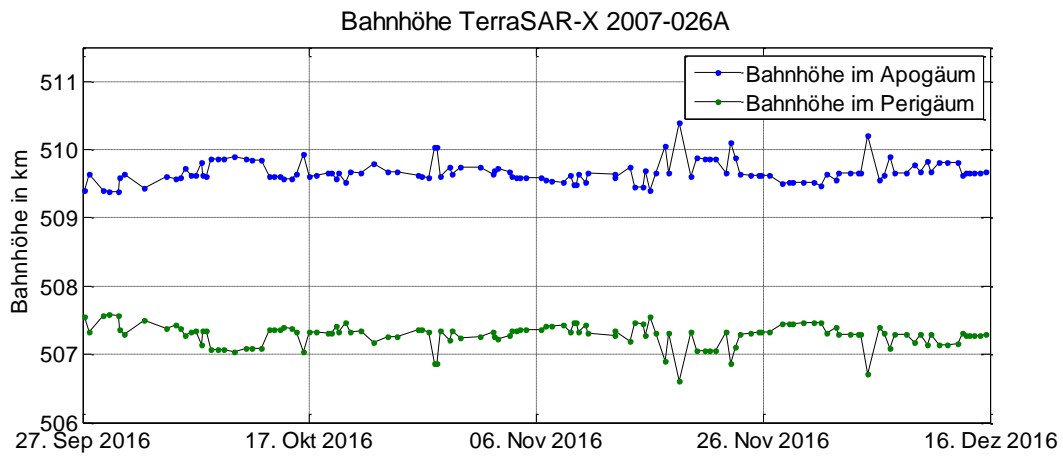


Abbildung 3.8: Bahnhöhenverlauf des Satelliten TerraSAR-X berechnet aus der im TLE angegebenen numerischen Exzentrizität und mittleren Umlaufzeit.

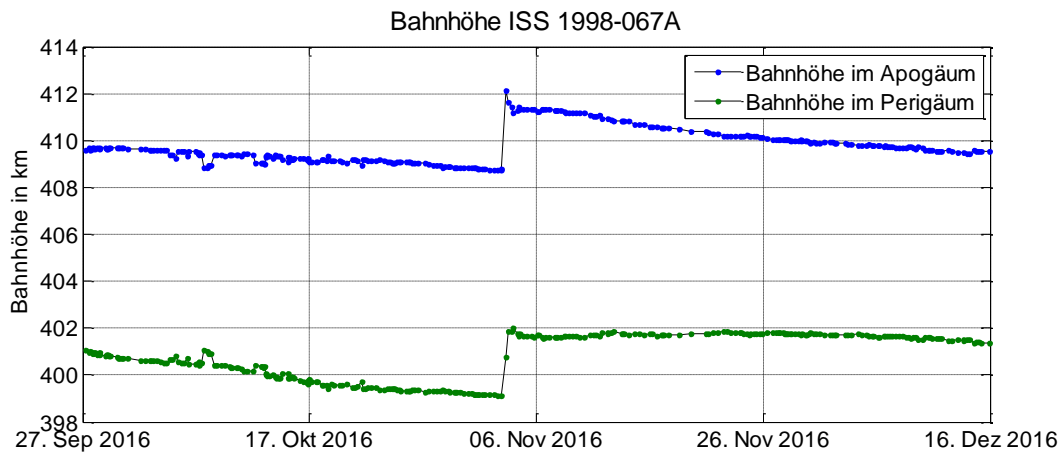


Abbildung 3.9: Bahnhöhenverlauf der ISS berechnet aus der im TLE angegebenen numerischen Exzentrizität und mittleren Umlaufzeit.

4 Entwurf eines neuartigen Abbildungssystems

Betrachtet man die Antennengröße, so arbeiten die heute bekannten abbildenden Radarsensoren zur Weltraumüberwachung mit einer einzigen großen Antennenapertur mit mehreren 10 Metern Durchmesser, um durch einen hohen Antennengewinn die notwendige radio-metrische Sensitivität zu erreichen. Bei dem in dieser Arbeit untersuchten Konzept und experimentell realisierten Abbildungssystem IoSiS-0 soll ein anderer neuartiger Ansatz auf dem Gebiet der Abbildung von Weltraumobjekten gewählt werden. Das zukünftige IoSiS-System soll sich hierbei nicht einer einzigen großen Antennenapertur bedienen, sondern einer beliebigen Anzahl kleinerer Aperturen (z.B. < 5 m im Durchmesser), die räumlich voneinander getrennt sind und kohärent zusammengeschaltet werden. Zur experimentellen Untersuchung dieses Konzepts ist eine Basiskonfiguration notwendig, die zumindest aus einer Sender- und einer Empfängereinheit besteht, was mit IoSiS-0 umgesetzt wurde.

In der vorliegenden Arbeit wurde die Basiskonfiguration IoSiS-0 als Radarsystem zur Erfassung von Radarsignaturen realer Weltraumobjekte zunächst durch die Entwicklung und Implementierung eines Systemsimulators theoretisch untersucht. Hierbei deckt die System-simulation die gesamte Systemkette ab, beginnend mit der Signalerzeugung, der software-technischen Umsetzung des gesamten im Anschluss beschriebenen Radarsystems GigaRad, die Abbildungsgeometrie bestimmenden Bahnelemente, und der Algorithmik zur Radarbild-generierung. Der Entwurf der Basiskonfiguration IoSiS-0 des experimentellen Abbildungs-systems und die dazugehörigen Systemsimulationen beruhen maßgeblich auf dem zum Großteil vorhandenen, am DLR entwickelten, hochperformanten Radarsystem GigaRad, welches im ersten Abschnitt dieses Kapitels näher vorgestellt wird [Ang14] [Jir14]. Dieses Radarsystem stellt den Kern des Abbildungssystems dar und bestimmt durch seine Radar-parameter maßgeblich die erreichbare Leistungsfähigkeit des experimentellen Gesamtsystems, wobei das Radarsystem zusätzlich durch Hinzufügen von weiteren Systemkomponenten speziell für den Einsatz zur Abbildung von Weltraumobjekten angepasst werden musste. Neben den Simulationsergebnissen des Gesamtsystems, welche die theoretische Leistungs-fähigkeit eines solchen abbildenden Radarsystems anschaulich verdeutlichen, wird in diesem Kapitel auch die Bestimmung der wichtigsten Systemparameter beschrieben und deren Einfluss auf die Radarbildqualität untersucht. Am Ende des Kapitels wird des Weiteren auf die Erzeugung und die Eigenschaften eines Rauschsignals als stochastische Sendesignalform eingegangen.

4.1 Das kohärente Pulsradarsystem GigaRad

Das am Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme des DLR entwickelte Pulsra-darsystem GigaRad stellt ein flexibles und multi-funktionales Radarsystem mit höchster Bandbreite im X- bzw. Ku-Band dar, welches sich neuester Technologien bedient. Durch einen hohen Anteil an Digitaltechnik ist sowohl sende- als auch empfangsseitig eine maxi-male Flexibilität in Bezug auf Signalformen und deren Verarbeitung gegeben. Ferner werden mehrere Kanäle unterstützt und das System ist offen für nahezu beliebige Erweiterungen. Aufgrund seiner Modularität und offenen Architektur ist dieser Radarsystemkern durch Er-weiterungen auf fast jedes mit Radar zu lösende Problem anpassbar und somit auch für ein Instrument für die Abbildung von Weltraumobjekten als Radarsystemkern bestens geeignet. Abbildung 4.1 zeigt die Radarelektронik arrangiert in einem 19“ Einbauschrank.

Das System arbeitet grundsätzlich nach dem Überlagerungsprinzip, bei dem im Sendefall die Signalerzeugung im Basisband digital stattfindet und nach der Digital/Analog-Wandlung anschließend in das HF-Band umgesetzt wird. Im Empfangsfall wird das Signal entsprechend wieder ins Basisband umgesetzt und danach digital erfasst. Hierbei kann im Sender sowie auch im Empfänger die Spiegelfrequenz sowohl durch flexibel zuschaltbare Bandpassfilter oder auch durch die implementierte IQ-Sender- und Empfängerarchitektur unterdrückt werden. Die digitale Signalerzeugung erlaubt die Generierung von zwei unabhängigen arbiträren Signalformen mit einer Abtastrate von bis zu 10 GS/s. Das so generierte Basisbandsignal mit einer analogen Signalbandbreite von bis zu 3 GHz wird durch eine analoge Signalkonditionierung gefiltert und verstärkt, dann in das Sendesignalfrequenzband umgesetzt und anschließend einem Hochleistungsverstärker (nicht abgebildet) zugeführt. Das empfangene Signal wird rauscharm vorverstärkt und im Signalkonditionierungsbereich des Empfängers weiter verstärkt und gefiltert, danach wieder ins Basisband umgesetzt und schließlich einem Hochgeschwindigkeitsabtaster zur digitalen Signalerfassung bereitgestellt. Die digitale Signalerfassung zeichnet den Signalverlauf für zwei Kanäle mit einer maximalen analogen Bandbreite von 3 GHz pro Kanal mit einer Abtastrate von bis zu 8 GS/s direkt im Zeitbereich auf.

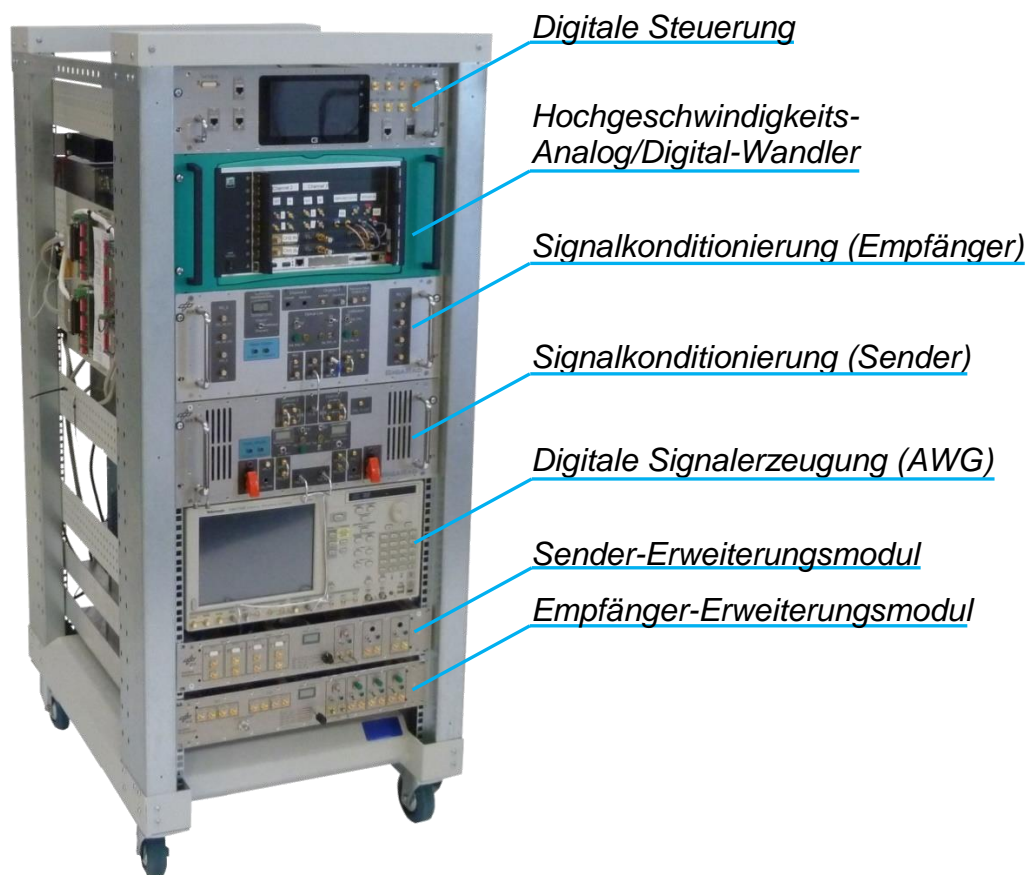


Abbildung 4.1: Photographie der Radarelektronik des am Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme des DLR entwickelten Radarsystems „GigaRad“ [Ang14] [Jir14]. Die einzelnen Subsysteme sind in einem Standard-19“-Einbauschrank verbaut.

Die Erweiterungsmodule für Sender sowie auch für den Empfänger erlauben eine räumliche Trennung von Radargerät und Antennensystem, und ermöglichen damit die dämpfungsarme

Übertragung des HF-Signals durch eine optische Signalübertragung über mehrere hundert Meter. Diese Erweiterungsmodule werden speziell bei den später beschriebenen experimentellen Messungen benötigt, da das Radarsystem aufgrund baulicher Gegebenheiten nicht unmittelbar am Antennensystem platziert werden kann. Ebenfalls erlauben sie zukünftig die räumliche Trennung zwischen Sender und Empfänger, was die Voraussetzung des bereits erwähnten Konzepts der verteilten Aperturen ist.

Das Radarsystem arbeitet im X- bzw. Ku-Band mit einer Mittenfrequenz von 11 GHz und einer maximalen Bandbreite von 6 GHz im IQ-Betrieb (Abbildung 4.2 links). Hierbei wird durch eine IQ-Sender- und Empfängerarchitektur ein gemeinsamer Betrieb im unteren und oberen Seitenband ermöglicht und damit die große Systembandbreite erreicht. In der vorliegenden Arbeit wird, im Hinblick auf die experimentellen Messungen und des zur Verfügung stehenden Hochleistungsverstärkers basierend auf einer Wanderfeldröhre, die Systembandbreite auf 4,4 GHz bei einer Mittenfrequenz von $f_m = 10,2$ GHz begrenzt (Abbildung 4.2 rechts), weshalb auch die durchgeführten Systemsimulationen maßgeblich auf dieser maximalen Systembandbreite bzw. diesem Frequenzbereich beruhen.

Um zeitkritische Messungen durchzuführen, d.h. Messungen die zu einer bestimmten Uhrzeit beginnen müssen und auch die Empfangsfensterentfernung während der Messungen zeitbezogen ändern zu können, sowie auch die Programmierung einer Vielzahl von Mess- und Kalibrationszyklen zu ermöglichen, beinhaltet das Radarsystem zusätzlich eine FPGA basierte Steuereinheit.

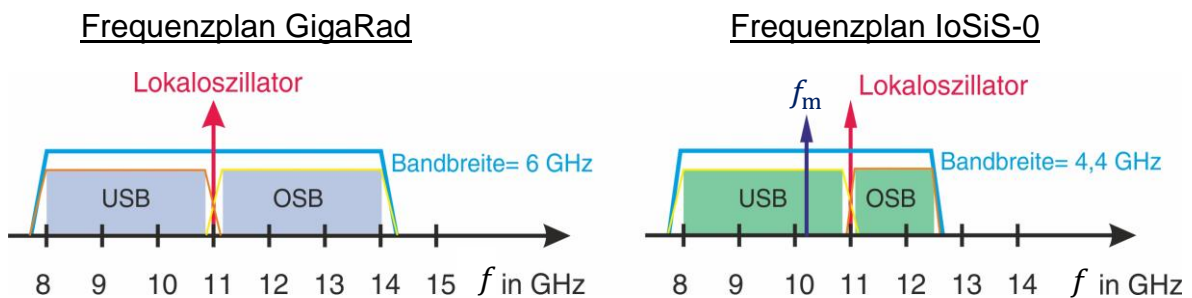


Abbildung 4.2: Frequenzplan des Radarsystems GigaRad für oberes (OSB) und unteres (USB) Seitenband sowie der Frequenzplan des Basissystems IoSiS-0 mit GigaRad als Radarkernkomponente.

4.2 Parameterbestimmung des Abbildungssystems für ISAR-Betrieb

Im Folgenden werden die fundamentalen Radarparameter Pulswiederholfrequenz, Eindeutigkeitsbereich und räumliche Azimutauflösung bestimmt, die zur Abbildung von Weltraumobjekten, basierend auf den Systemeigenschaften des GigaRad-Systems notwendig bzw. erreichbar sind.

4.2.1 Pulswiederholfrequenz und Eindeutigkeitsbereich

Eine Voraussetzung für eine korrekte Abbildung bei dem Verfahren des Radars mit synthetischer Apertur ist die ausreichend hohe Abtastung des Zielgebietes in Azimutrichtung, um einen ausreichend großen Eindeutigkeitsbereich zu erhalten und damit Aliasingeffekte in Azimutrichtung zu vermeiden. Die notwendige Größe des Eindeutigkeitsbereichs in Azimutrichtung lässt sich in der Fernerkundung, wie beispielsweise der Radarerdbeobachtung,

anhand des Bereichs festlegen, der von der Antennenrichtcharakteristik ausgeleuchtet wird bzw. bei dem die Antennenrichtcharakteristik einen signifikanten Beitrag liefert. Hierbei wird die berechnete Annahme gemacht, dass das Zielszenario die gesamte Antennenrichtcharakteristik ausfüllt, so dass aus jeder Raumrichtung innerhalb dieser ein Radarecho erwartet werden muss. Betrachtet man ein in den Himmel gerichtetes Antennensystem, wie es bei Abbildungen von Weltraumobjekten der Fall ist, so kann davon ausgegangen werden, dass sich nur das entsprechend abzubildende Objekt innerhalb der Antennenrichtcharakteristik befindet und somit keine Leistungsanteile aus der Umgebung/Hintergrund zu erwarten sind, die sich im Falle von Unterabtastung in das Radarbildprodukt falten könnten. Dies führt dazu, dass die notwendige Größe des Eindeutigkeitsbereichs in Azimutrichtung lediglich von der Größe des Weltraumobjekts abhängt.

Der Eindeutigkeitsbereich lässt sich anhand des Abtastschritts in Form des Winkelinkrements sowie der genutzten Sendefrequenz bestimmen (vgl. Gl. (2.62)). Bei gegebener Sendefrequenz bestimmt somit die Pulswiederholfrequenz (PRF) zusammen mit der Winkelgeschwindigkeit des Weltraumobjekts den erreichbaren Eindeutigkeitsbereich. Da die Bahngeschwindigkeit und somit auch Winkelgeschwindigkeit vorgegeben ist, ist die PRF in Abhängigkeit der Größe des Weltraumobjekts zu wählen. Bei dieser Betrachtungsweise wurde davon ausgegangen, dass das entsprechende Weltraumobjekt keine signifikante Eigenrotation aufweist sondern zum Massezentrum der Erde ausgerichtet bleibt (z.B. durch eine Lageregelung). Bei einer Eigenrotation muss die PRF gegebenenfalls wegen der größeren Winkelgeschwindigkeit ebenfalls größer gewählt werden. Im Folgenden wird aber davon ausgegangen, dass keine Eigenrotation vorliegt, da zumindest im operationellen Betrieb von Satellitensystemen angenommen werden kann, dass eine Lageregelung für die räumliche Ausrichtung des Satelliten sorgt.

Abbildung 4.3 zeigt die Winkelgeschwindigkeit ω_{Az} in Abhängigkeit des Elevationswinkels bei verschiedenen Bahnhöhen für einen Überflug, bei dem der maximale Elevationswinkel $E_{max} = 50^\circ$ beträgt (blau), sowie für einen Überflug durch den Zenit (türkis), was bedeutet, dass der maximale Elevationswinkel $E_{max} = 90^\circ$ beträgt. In letzterer Aufnahmegeometrie stellen sich die größten Winkelgeschwindigkeiten ein, die wiederum im Zenit liegen. Die Winkelgeschwindigkeit nimmt hierbei mit steigender Bahnhöhe bzw. niedriger werdendem Elevationswinkel ab. Liegt sie bei einer Bahnhöhe von 400 km bei maximal knapp über $\omega_{Az} = 1^\circ/s$ so verringert sie sich auf $\omega_{Az} = 0,15^\circ/s$ bei einer Bahnhöhe von 2000 km. Die Abnahme ist darin begründet, dass zum einen die Bahngeschwindigkeit eines Weltraumobjekts mit steigender Bahnhöhe abnimmt, zum anderen legt das Weltraumobjekt, bei konstant bleibendem Azimutwinkel und gleichzeitig größer werdender Bahnhöhe eine größere Wegstrecke zurück (siehe Abbildung 4.5). Da ein direkter Überflug durch den Zenit in der Praxis selten vorkommt, sind zum Vergleich ebenfalls die Winkelgeschwindigkeit bei einem Überflug mit einem maximalen Elevationswinkel von $E_{SL} = 50^\circ$ für verschiedene Bahnhöhen gezeigt. Auch in diesem Fall nimmt mit steigender Bahnhöhe bzw. niedriger werdendem Elevationswinkel die Winkelgeschwindigkeit ab. Verglichen mit dem Überflug durch den Zenit liegt die maximale Winkelgeschwindigkeit bei einer Bahnhöhe von 400 km mit $0,8^\circ/s$ aber etwas niedriger.

Da die Bahnhöhe beim Großteil der Satelliten mehr als 400 km beträgt, lässt sich damit die obere Grenze der Winkelgeschwindigkeit sowie des Eindeutigkeitsbereichs in Abhängigkeit der PRF des Radarsystems bestimmen. Abbildung 4.4 zeigt diesen für die maximalen Werte der Winkelgeschwindigkeit (entnommen aus Abbildung 4.3 bei einem Elevationswinkel von 90°) in Abhängigkeit der PRF für verschiedene Bahnhöhen und für eine Mittenfrequenz des Radarsystems von $f_m = 11$ GHz. Entsprechend der abnehmenden Winkelgeschwindigkeit nimmt der Eindeutigkeitsbereich bei konstanter PRF mit steigender Bahnhöhe zu. Betrachtet man z.B. eine PRF von 50 Hz so liegt dieser bei einer Bahnhöhe von $h_{SL} = 400$ km bei etwa

$A_{Az} = 38$ m und vergrößert sich auf etwa 260 m bei einer Bahnhöhe von 2000 km. Betrachtet man die Größe der aktuell in einer erdnahen Umlaufbahn fliegenden Satelliten, so wären diese Größen des Eindeutigkeitsbereichs, mit Ausnahme der ISS, ausreichend. Auch mit dem Wissen, dass der aktuelle Trend eher zu kleineren Satelliten (Klein-, Mikro-, Nanosatelliten [Ley19]) geht, wären diese Werte ausreichend. Im Hinblick auf die Abbildung der ISS jedoch, die mit einer Zenitdistanz von etwa 400 km eine sehr geringe Bahnhöhe aufweist, ist eine größere PRF notwendig.

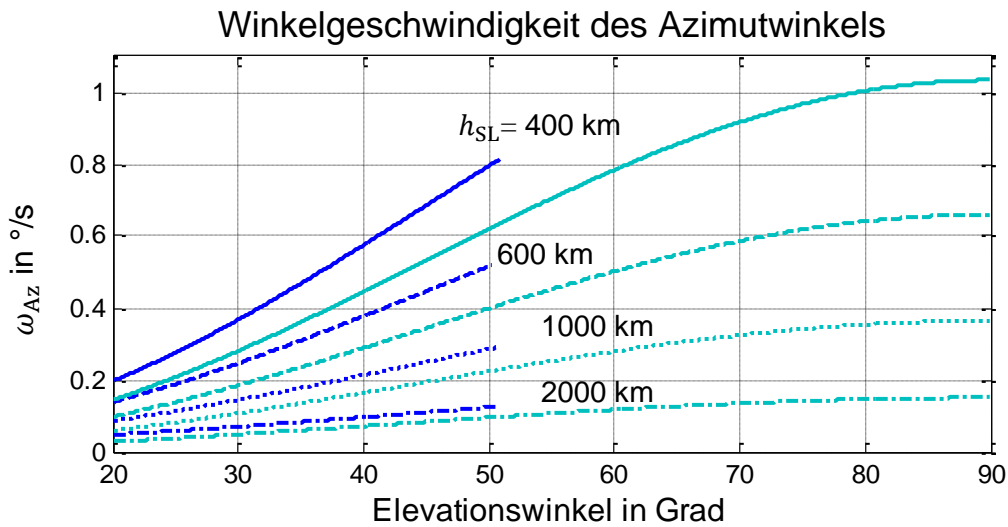


Abbildung 4.3: Winkelgeschwindigkeit ω_{Az} des Azimutwinkels in Abhängigkeit des Elevationswinkels für einen Überflug durch den Zenit (\triangleq Elevationswinkel 90°) sowie für einen Überflug mit einem maximalen Elevationswinkel von 50° (blau) bei verschiedenen Bahnhöhen.

Die Abmessungen der ISS betragen in etwa $100 \text{ m} \times 80 \text{ m}$, was derzeit mit Abstand das größte Objekt im LEO darstellt. Legt man eine Sendefrequenz von $f_m = 11 \text{ GHz}$ zugrunde, so sind hierfür PRF-Werte von etwa 200 Hz notwendig, was zu einem Eindeutigkeitsbereich von etwa 150 m führt. Diese genaue Betrachtung der notwendigen PRF ist auch im Hinblick auf die vom Analog/Digital-Wandler erzeugte Datenrate unabdingbar, da die PRF im Zusammenspiel mit dem zu erfassenden Entfernungsbereich die pro Zeitintervall aufgenommene Datenmenge bestimmt. Somit muss die PRF hoch genug sein, um einen ausreichend großen Eindeutigkeitsbereich zu erreichen. Sie sollte aber auch möglichst gering sein, damit die zur Verfügung stehenden Speichermedien die aufkommende Datenrate verarbeiten können. Im Folgenden wird sowohl bei den Simulationen als auch bei den später beschriebenen Messungen eine PRF im Bereich von 200 Hz gewählt.

Es ist ferner zu beachten, dass bei der Wahl der PRF nicht zuletzt auch das SNR eine nicht vernachlässigbare Rolle spielt, da die kohärente Integration über die Pulse, bei denen ein Streuzentrum noch einen signifikanten Beitrag liefert, einen Gewinn im SNR mit sich bringt. Deshalb ist es im Allgemeinen eher sinnvoll eine möglichst große PRF zu wählen. Auch der Verlauf der Phasenhistorie über die Entfernungsprofile gesehen, lässt sich bei höheren Puls-wiederhol frequenzen besser auflösen, was vorweggenommen bei notwendigen Fehlerkorrekturen sehr hilfreich ist. Im hier vorliegenden Fall kann aufgrund von systemtechnischen Grenzen die PRF nicht höher als für den notwendigen Eindeutigkeitsbereich ausreichend gewählt werden. Dies ergibt sich zum einen durch die bereits erwähnte maximal mögliche Datenrate, zum anderen lässt die experimentell implementierte zeitliche Steuerung nur eine minimale Pulswiederholzeit (PRT) entsprechend der Umlaufzeit eines Pulses vom Radar zum Ziel und zum Radar zurück zu. Dies ergibt dementsprechend einen

Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung entsprechend des Zielabstandes, der mehr als ausreichend für die Abbildung ist.

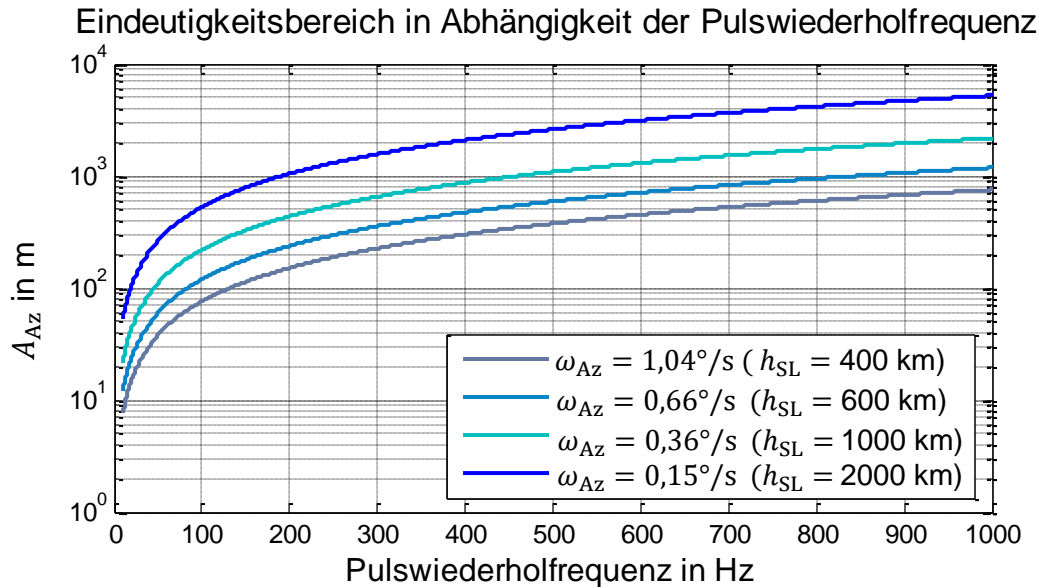


Abbildung 4.4: *Eindeutigkeitsbereich A_{Az} in Abhängigkeit der Pulswiederholfrequenz für verschiedene Winkelgeschwindigkeiten des Azimutwinkels bzw. den entsprechenden Bahnhöhen bei einer Mittenfrequenz des Radarsystems von 11 GHz. Die Winkelgeschwindigkeiten wurden hierbei Abbildung 4.2 bei einem Elevationswinkel von 90° entnommen.*

4.2.2 Aufnahmegeometrie und Azimutauflösung

Zum Erreichen der gewünschten Azimutauflösung ist es erforderlich das entsprechende Weltraumobjekt über einen gewissen Azimutwinkelbereich zu erfassen. Ferner müssen über den gesamten Winkelbereich hochaufgelöste Entfernungsprofile aufgenommen werden, um so die notwendige synthetische Apertur erzeugen zu können. Die prinzipielle Aufnahmegeometrie für drei verschiedene Bahnhöhen ist in Abbildung 4.5 im realen Größenverhältnis dargestellt.

Es handelt sich hierbei für alle drei dargestellten Fälle um einen Überflug durch den Zenit, d.h. der maximale Elevationswinkel beträgt $E_{\max} = 90^\circ$. Die Aufnahme hochaufgelöster Entfernungsprofile beginnt, sobald die Sichtlinie zum Weltraumobjekt den Elevationswinkel E_{SL} erreicht und verläuft über den Winkelbereich φ'_{Az} , bis wiederum der Elevationswinkel E_{SL} erreicht ist. Hierbei entspricht der Elevationswinkel zu Beginn der Messung nicht zwingend dem Elevationswinkel am Ende der Messung. Während der Messung legen dabei Objekte auf unterschiedlichen Bahnhöhen unterschiedliche Wegstrecken zurück. Es gilt, je höher die Bahnhöhe desto länger (Weg und Zeit) muss ein Objekt bei konstantem Winkel φ'_{Az} erfasst werden. Der Winkel φ'_{Az} entspricht hierbei im Allgemeinen dem Winkel, welcher die Azimutauflösung bestimmt, sofern keine a-priori-Information über die Lage des Weltraumobjekts vorliegt. Betrachtet man operationelle Satellitensysteme oder auch die ISS, so sind diese wie bereits erwähnt durch eine Lageregelung stets mit der gleichen Seite zum Massezentrum der Erde ausgerichtet. Somit ist die Rotation dieser Objekte bekannt und kann bei der Bestimmung des erforderlichen Azimutwinkels für die synthetische Apertur mit berücksichtigt werden. Der Azimutwinkel, der zur Bestimmung der Auflösung herangezogen werden muss, ergibt sich damit für den in Abbildung 4.5 dargestellten symmetrischen Überflug in einer Bahnhöhe von 1000 km zu $\varphi_{Az} = 2 \cdot \varphi_{q_1}$. Der Winkel φ_{q_1} ist hierbei der Winkel,

der von der Sichtlinie vom Radar zum Weltraumobjekt und der Verbindungslinie vom Weltraumobjekt zum Massezentrum der Erde zu Beginn bzw. am Ende der Messung eingeschlossen wird. Dies lässt sich an einem Gedankenexperiment leicht veranschaulichen. Würde sich das Radarsystem im Massezentrum der Erde befinden, so zeigt stets die gleiche Seite des Satelliten zum Radarsystem, was bedeutet, dass es nicht möglich ist eine synthetische Apertur zu generieren, denn $\varphi_{Az} = 0$ obwohl $\varphi'_{Az} \neq 0$. Deshalb muss beachtet werden, dass nicht der Winkel φ'_{Az} als verfügbarer Azimutwinkel verwendet wird, sondern der sich je nach Bahnhöhe ergebende Winkel $2\varphi_{qn}$. Im dargestellten Fall gilt $\varphi_{q1} < \varphi_{q2} < \varphi_{q3}$.

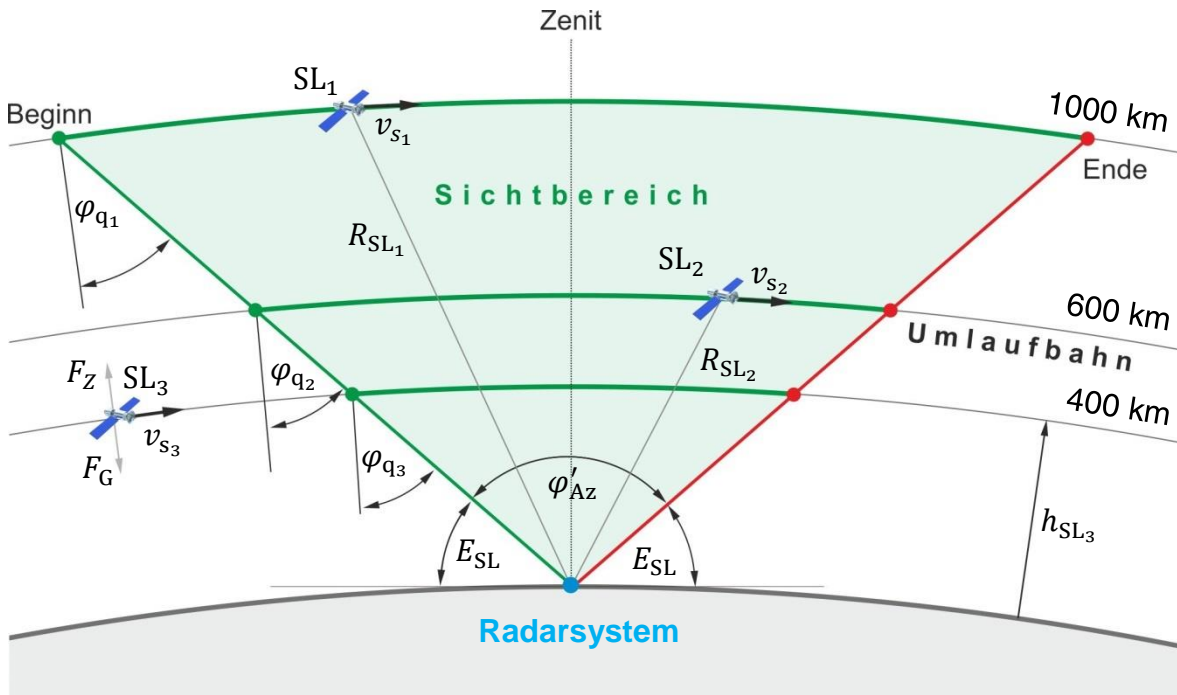


Abbildung 4.5: Prinzipielle Abbildungsgeometrie für verschiedene Bahnhöhen bei einem Überflug durch den Zenit. Der grün hervorgehobene Bereich markiert die Wegstrecken die ein Satellit in der entsprechenden Bahnhöhe während der Bildung der synthetischen Apertur über den Winkel φ'_{Az} zurücklegt.

Die Azimutauflösung in Abhängigkeit des Azimutwinkels gemäß Gl. (2.60) zeigt Abbildung 4.6 für eine Mittenfrequenz des Radarsystems von $f_m = 11$ GHz. Für eine räumliche Auflösung in Azimutrichtung von $\Delta r_{Az} = 50$ cm ist ein Integrationswinkel von $\varphi_{Az} = 1,6^\circ$ notwendig. Für eine Auflösung von 10 cm ist eine Pulsintegration über einen Winkelbereich von $7,8^\circ$ notwendig und für eine Auflösung von 5 cm muss der Integrationswinkel auf 16° vergrößert werden. Der anfänglich proportionale Anstieg ist darin begründet, dass die Sinusfunktion bei kleinen Argumenten einen nahezu linearen Verlauf aufweist. Um eine räumliche Auflösung in Azimutrichtung im einstelligen Zentimeterbereich zu erreichen sind im X-Band demnach Integrationswinkel $\varphi_{Az} > 7,8^\circ$ notwendig.

Wichtige Voraussetzung um diese hohe Azimutauflösung zu erzielen ist auch, dass die einzelnen Streuzentren einen signifikanten Beitrag über diesen Winkelbereich liefern. Streuzentren, die einen stark winkelabhängigen Rückstreuquerschnitt aufweisen, lassen sich nicht auf die entsprechende Auflösung fokussieren. Da der notwendige Integrationswinkel aber allein von der Mittenfrequenz des Radarsystems bestimmt wird, und diese durch das bereits existierende Radarsystem fest vorgegeben ist, muss dies als hingenommen betrachtet werden. Eine Vergrößerung der Mittenfrequenz bei zukünftigen abbildenden Radarsystemen

wäre aber in Bezug auf die erreichbare Azimutauflösung (ohne Berücksichtigung der damit einhergehenden Herausforderungen) durchaus sinnvoll. Nichtsdestotrotz sind auch in dem hier genutzten Frequenzbereich große Integrationswinkel in Azimutrichtung anzustreben, um neben der Azimutauflösung auch möglichst viele Streuzentren des Weltraumobjekts zu erfassen, die den Informationsgehalt des später generierten Radarbildprodukts vergrößern.

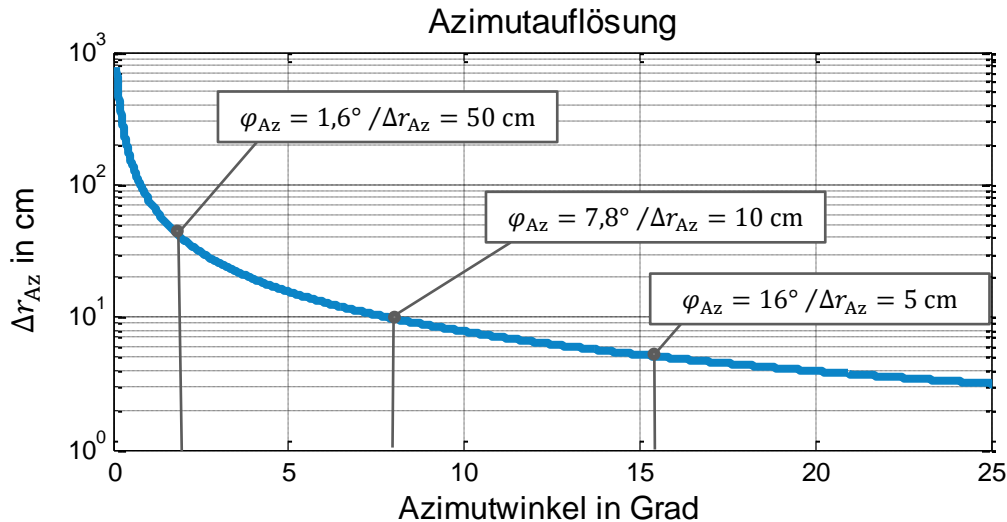


Abbildung 4.6: Azimutauflösung in Abhängigkeit des Integrationswinkels in Azimutrichtung bei einer Mittelfrequenz des Radarsystems von 11 GHz.

In der Radartechnik ist es sinnvoll quadratische Auflösungszellen im Radarbild zu erzeugen. Das heißt, die Entfernungsauflösung sollte in etwa der Azimutauflösung entsprechen. Diese Eigenschaft macht die spätere Interpretation des Radarbildes einfacher als wenn sich die beiden Auflösungen deutlich unterscheiden würden, da das Radarbild sonst einen verzerrten Charakter aufweist. Deshalb werden im Folgenden die verwendete Systembandbreite und der Azimutwinkel stets abhängig voneinander bestimmt.

4.3 Systemsimulation

Im Folgenden wird anhand von Simulationsergebnissen die theoretische Leistungsfähigkeit des Abbildungssystems, basierend auf den in den vorherigen Abschnitten bestimmten Parametern, veranschaulicht. Hierbei wurden zunächst keinerlei Fehlereinflüsse berücksichtigt. Diese werden im Detail dann im daran anschließenden Kapitel behandelt und deren Auswirkung auf die ISAR-Bildqualität diskutiert. Auch Rauscheffekte wurden zunächst hier vernachlässigt, so dass eine Leistungsbetrachtung bezüglich eines ausreichenden SNRs nicht durchgeführt werden muss. Somit ist die Simulation unabhängig von den verwendeten Antennenparametern sowie von der zur Verfügung stehenden Sendeleistung. Die Leistungsfähigkeit in Form der radiometrischen Sensitivität wird deshalb erst im Rahmen der experimentellen Messungen anhand des NESZ-Wertes untersucht. Als Zielobjekt wurde zunächst ein eigens generiertes Referenzstreuzentrenmodell herangezogen, welches aus idealen winkel- und frequenzunabhängigen Streuzentren besteht. Im Anschluss werden die Simulationsergebnisse zweier realer Weltraumobjekte gezeigt. Die Aufnahmegeometrie basiert jeweils auf realen Bahnparametern, wobei jeweils von einer ungestörten Keplerbewegung ausgegangen wird. Die Einflüsse von Bahnstörungen und die dadurch entstehende Variation der Bahnelemente und ihre Auswirkung auf die Abbildungsgeometrie wird im Rahmen der Fehlereinflüsse ebenfalls erst im anschließenden Kapitel vorgestellt.

4.3.1 Referenzstreuzentrenmodell als Abbildungsobjekt

Als Grundlage zur Generierung der Abbildungsgeometrie wurden die in Tabelle 4.1 dargestellten Bahnparameter genutzt. Die Bahnhöhe von $h_{SL} = 780$ km wurde hierbei so gewählt, da sie mit der Bahnhöhe von dem im nächsten Abschnitt gezeigten realen Weltraumobjekt in Form des IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten aus Gründen der Vergleichbarkeit übereinstimmt. Des Weiteren wurde die Umlaufbahn als kreisförmig und damit eine numerische Exzentrizität von Null angenommen. Zusammen mit dem mittleren Äquatorradius erhält man mit der Bahnhöhe die große Halbachse der Umlaufbahn. Der maximale Elevationswinkel des Überflugs beträgt $E_{\max} = 90^\circ$, was der in Abbildung 4.5 dargestellten Abbildungsgeometrie entspricht, bei dem die Umlaufbahn vom Radarsystem aus gesehen durch den Zenit führt.

Tabelle 4.1: Bahn- und Radarparameter für die Simulation des Referenzstreuzentrenmodells sowie des Modells des IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten.

Bahnparameter		
Bahnhöhe	h_{SL}	780 km
Numerische Exzentrizität	ε	0
Große Halbachse	a	7158,144 km
Maximaler Elevationswinkel	E_{\max}	90°
Radaraufnahmeparameter		
Frequenzband	---	X-Band
Bandbreite	B	0,4 ... 4,4 GHz
Azimutwinkel	φ_{Az}	$3^\circ \dots 23^\circ$
Pulswiederholfrequenz	PRF	200 Hz
Signaltyp	---	Up-Chirp
Pulslänge	τ_P	30 μ s

Die Radaraufnahmeparameter sind ebenfalls in Tabelle 4.1 aufgelistet. Um den Einfluss der räumlichen Auflösungen näher zu untersuchen, wurden die Bandbreite sowie der prozessierte Azimutwinkel sukzessive innerhalb des jeweiligen angegebenen Bereichs vergrößert.

Das Referenzstreuzentrenmodell, bestehend aus systematisch angeordneten winkel- und frequenzunabhängigen Streuzentren, zeigt Abbildung 4.7. Durch dieses winkel-, amplituden-, und frequenzunabhängige Referenzstreuzentrenmodell können Auflösungseffekte besser im Vergleich zu realen Streuzentrenmodellen analysiert werden, bei denen verschiedene Effekte sich überlagern und damit schwerer zu deuten sind. Die Streuzentren des Referenzmodells weisen einen Radarrückstreuquerschnitt von 0 dBsm auf bzw., die ganz links vertikal angeordneten Streuzentren, eine Abnahme des Radarrückstreuquerschnitts von 0 dBsm auf -20 dBsm in Schritten von 1 dB. Die Streuzentren sind hierbei so angeordnet, dass sie in alle Raumrichtungen verschiedene Abstände von 5 cm bis 20 cm aufweisen. Somit lässt sich im späteren ISAR-Bildprodukt eine genaue Analyse der räumlichen Auflösung in Entfernungs- und Azimutrichtung sowie auch diagonal zu den beiden Raumrichtungen durchführen. Die Streuzentren liegen alle in einer Ebene und die räumliche Ausdehnung des Modells entspricht in etwa der Größe eines Satelliten mittlerer Größe. Die räumliche Lage der Streuzentren während des Abbildungsprozesses ist so gewählt, dass diese in der Ebene liegen, die

von der Sichtlinie vom Radarsystem zum Zielobjekt während der Bildung der synthetischen Apertur aufgespannt wird. Somit liegen bei der späteren Radarbilderzeugung alle Streuzentren in der Fokussierungsebene.

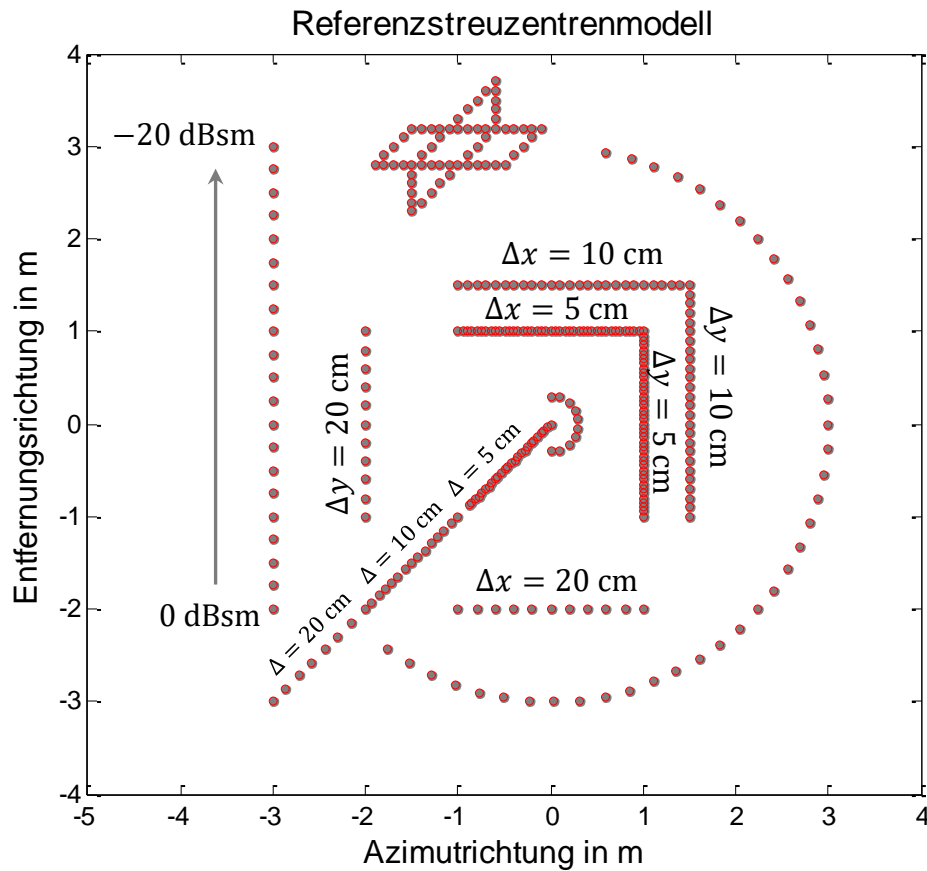


Abbildung 4.7: Referenzstreuzentrenmodell bestehend aus winkel- und frequenzunabhängigen Streuzentren mit gleichem Rückstreuquerschnitt bzw. einem in Schritten von 1 dB abnehmendem Rückstreuquerschnitt.

Abbildung 4.8 zeigt die Simulationsergebnisse des Referenzstreuzentrenmodells für die in Tabelle 4.1 aufgelisteten Bahn- bzw. Radarparameter ohne Berücksichtigung von Fehlereinflüssen. Die Amplitude der vier ISAR Bilder wurde hierbei jeweils auf das Maximum des jeweiligen Bildes normiert. Der illustrierte Dynamikbereich liegt bei jedem der vier ISAR-Bilder zwischen 0 dB und -35 dB. Für eine größere Nebenkeulenunterdrückung ist das Raumfrequenzspektrum sowohl in Entfernungs- wie auch in Azimutrichtung mit einem Hamming-Fenster ($\alpha = 0,54$) gewichtet worden, was wiederum die räumliche Auflösung in beiden Raumrichtungen leicht verschlechtert.

Die vier Ergebnisse zeigen zunächst die sukzessive Verbesserung der räumlichen Auflösung durch Vergrößerung der Systembandbreite bzw. des prozessierten Integrationswinkels in Azimutrichtung. Hierbei wurde der Azimutwinkel stets der Bandbreite angepasst um in etwa eine quadratische Auflösungszelle zu erreichen. Die Auflösung beträgt bei einer Bandbreite von $B = 400$ MHz ungefähr $\Delta r_{\text{entf}} = 40$ cm. Diese Auflösung ist hierbei nicht ausreichend, um einzelne Streuzentren auflösen zu können. Die in Entfernungsrichtung sowie diagonal in 5 cm bzw. 10 cm Abstand angeordneten Streuzentren sind sogar aufgrund von Interferenzeffekten gar nicht sichtbar. Ebenfalls haben auch die in der Amplitude abnehmenden Streuzentren keine ausreichende Signatur mehr, um im gezeigten Dynamikbereich sichtbar zu

werden. Bei Vergrößerung der Bandbreite auf 2 GHz und damit der Verbesserung der räumlichen Auflösung auf etwa $\Delta r = 10$ cm lassen sich dann einzelne Streuzentren deutlich separieren, sofern deren Abstand mindestens 20 cm beträgt. Auch die im vorherigen Bild (bei $B = 400$ MHz) nicht sichtbaren Streuzentren sind nun erkennbar. Haben die Streuzentren lediglich einen Abstand von 10 cm oder weniger, so ist keine deutliche Trennung in Entfernungs- bzw. Azimutrichtung oder diagonal dazu möglich.

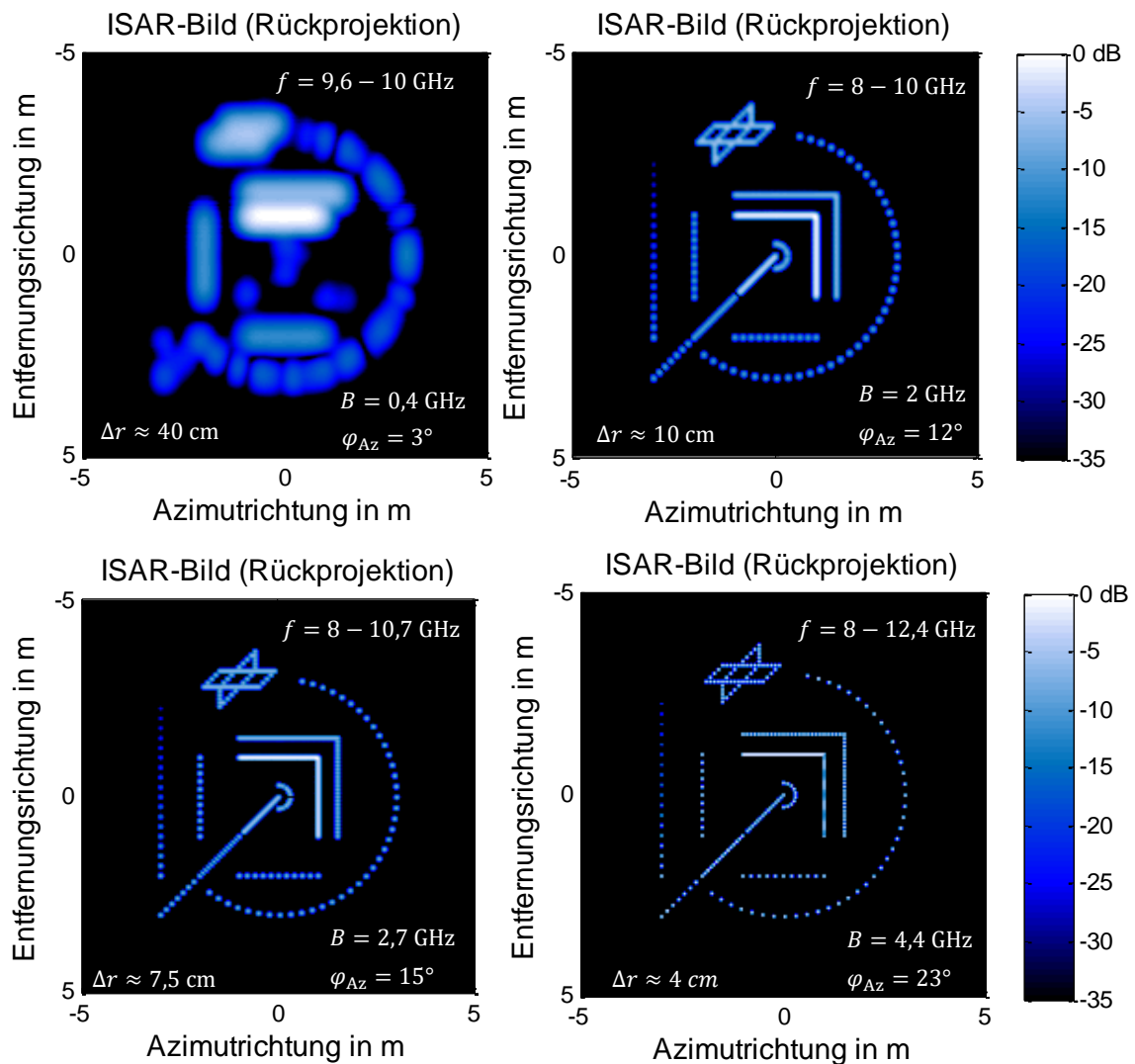


Abbildung 4.8: Simulationsergebnisse des Referenzstreuzentrenmodells für verschiedene Bandbreiten bzw. Azimutwinkel für die in Tabelle 4.1 aufgelisteten Bahn- bzw. Radarparameter ohne Berücksichtigung von Fehlereinflüssen. Die Bilderzeugung wurde mittels der Rückprojektionsmethode (Abschnitt 2.4.3) vorgenommen.

Der Frequenzbereich von 8-10,7 GHz entspricht dem unteren Seitenband (USB) des Radarsystems GigaRad mit einer Bandbreite von $B = 2,7$ GHz. Hier lässt sich nun eine leichte Verbesserung speziell bei einem Abstand der Streuzentren von 10 cm erkennen, wobei diese nur in Entfernungsrichtung und diagonal dazu wahrgenommen werden kann. In Azimutrichtung bleiben die Streuzentren dagegen bei diesem Abstand weiterhin nicht trennbar.

Das vierte Simulationsergebnis zeigt das Streuzentrenmodell mit maximal möglicher räumlicher Auflösung, die vom zur Verfügung stehenden IoSiS-0-System theoretisch erreicht werden kann und einer Bandbreite von $B = 4,4$ GHz bzw. Auflösung von etwa $\Delta r = 4$ cm entspricht. Mit dieser Auflösung lassen sich jetzt nahezu alle Streuzentren des Referenzmodells separieren. Durch die Hamming-Gewichtung bleiben aber die mit einem Abstand von

5 cm angeordneten Streuzentren in alle Raumrichtung dennoch kaum trennbar, da die räumliche Auflösung unter Berücksichtigung der Hamming-Gewichtung mit $\Delta r = 4,5$ cm nur knapp unter der räumlichen Separation dieser Streuzentren liegt.

Diese Simulationsergebnisse zeigen, dass es bereits bei einer „idealen“ Abbildung ohne Berücksichtigung von Fehlereinflüssen und unter der Annahme winkel- und frequenzunabhängiger Streuzentren bei geringer räumlicher Auflösung in Entfernungs- und Azimutrichtung durchaus zu Abbildungseffekten kommen kann, bei denen beispielsweise vorhandene Streuzentren überhaupt nicht sichtbar werden. Wichtig ist hierbei, dass hier mit der Bildgenerierung durch eine Rückprojektion bereits die qualitativ beste ISAR-Prozessierungsmethode angewendet wurde. Verbesserungen lassen sich somit nur noch durch weitere digitale Signalverarbeitungsmethoden wie beispielsweise Apodisation oder durch Signalmodelle aus dem Bereich der Spektralschätzung, erzielen [Rat05]. Allgemein lässt sich festhalten, dass im Hinblick auf das Abbildungssystem mit dem Ziel der Informationsgewinnung anhand hochaufgelöster Radarbilder es demnach von großer Wichtigkeit ist, möglichst große Bandbreiten in Verbindung mit möglichst großen Beleuchtungswinkeln des entsprechenden Weltraumobjekts zur Verfügung zu haben.

4.3.2 Abbildungssimulation realer Weltraumobjekte

In diesem Abschnitt wird basierend auf einer theoretisch berechneten Reflektivitätsverteilung realer Weltraumobjekte die Abbildungsfähigkeit des Radarsystems weiter untersucht. Hierbei wurde eine am DLR – Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme – zur Verfügung stehende Software genutzt, um zunächst anhand eines 3D-Modells die Radarreflektivitätsverteilung eines entsprechenden Objekts zu berechnen [Ang15]. Auf Grundlage dieser wurde dann mit dem in dieser Arbeit entwickelten Simulationsprogramm eine Simulation der Abbildung des entsprechenden Weltraumobjekts basierend auf den IoSiS-0-Systemparametern durchgeführt.

4.3.2.1 IRIDIUM®-Kommunikationssatellit

Das im folgenden Simulationsergebnis diskutierte Weltraumobjekt stellt einen der IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten dar [Mai95]. Das Satellitensystem IRIDIUM® besteht aus insgesamt etwa 66 Satelliten gleicher Bauform und gewährleistet eine ständige weltweite Abdeckung für den Betrieb von Satellitentelefonen. Daher sind diese Satelliten im Hinblick auf experimentelle Messungen in Verbindung mit der Sichtbarkeit sehr gut geeignet, da von jedem Ort auf der Erde und zu jeder Tageszeit mindestens ein Satellit sichtbar ist. Ein noch wichtigeres Argument, warum dieses Satellitensystem sehr gut für eine Systemsimulation geeignet ist, ist der Aufbau bzw. die Struktur des Satelliten. Der Großteil der Oberfläche besteht aus metallischem Material, was sich positiv auf den Radarrückstreuquerschnitt auswirkt. Zudem besitzt der Satellit drei rechteckförmige, etwa 1,80 m x 0,90 m messende und aus Aluminium bestehende Antennen, was diesen Satelliten zu einem idealen Kandidaten für repräsentative Abbildungssimulationen macht. Abbildung 4.9 zeigt eine Photographie des Nachbaus eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten.

Das linke Bild zeigt hierbei die Seite des Satelliten, die Richtung Erde ausgerichtet ist. Die dreiaachsenstabilisierten Satelliten stehen hochkant im Orbit (Abbildung 4.9 rechts) und zeigen immer mit der gleichen Seite Richtung Massezentrum der Erde. Deutlich zu erkennen sind die drei rechteckförmigen seitlich ausgeklappten Antennen sowie die vier unten angebrachten Reflektor-Antennen. Die Höhe des Satelliten beträgt in etwa 4 m und die Spannweite der Solarzellen hat eine Abmessung von etwa 8 m bei einem Gesamtgewicht eines Satelliten von knapp 700 kg.

Die in einer nahezu polaren Umlaufbahn fliegenden Satelliten ($i = 86,4^\circ$) haben eine Bahnhöhe von etwa 780 km. Die Umlaufbahn ist hierbei mit einer numerischen Exzentrizität von $\varepsilon \approx 0,0002$ nahezu kreisförmig.

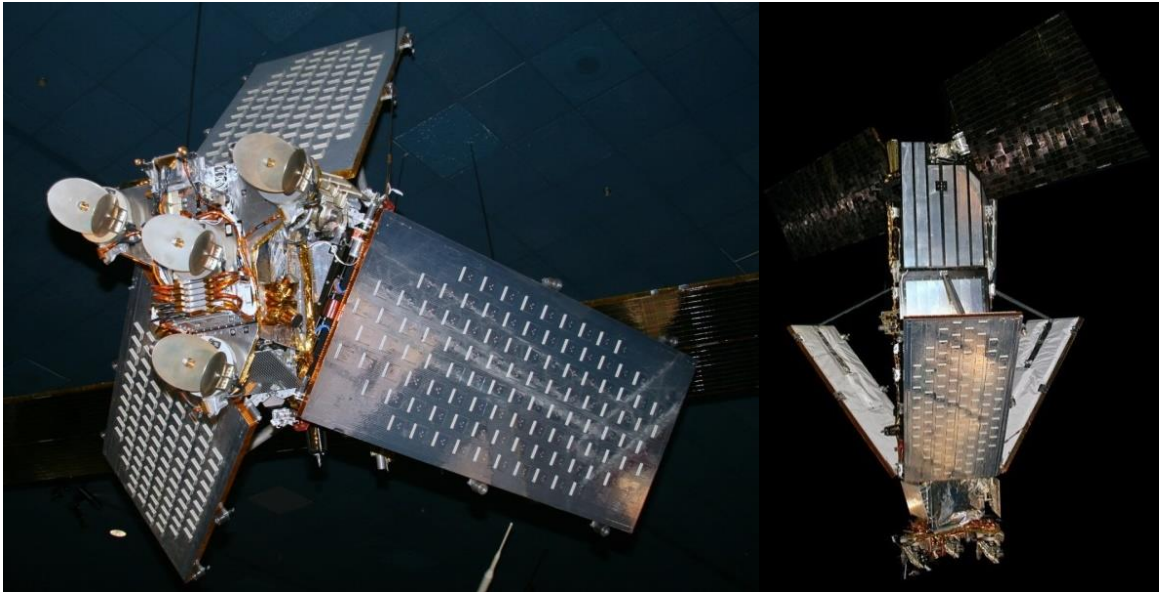


Abbildung 4.9: *Photographie des Nachbaus eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten. Deutlich zu erkennen sind die drei rechteckförmigen aus Aluminium bestehenden ausgeklappten Antennen. (Foto: Wikipedia)*

Die für die Simulation der Abbildung des Kommunikationssatelliten verwendeten Parameter sind in Tabelle 4.1 aufgelistet. Da auch die numerische Exzentrizität der realen Umlaufbahn annähernd Null ist, wurde sie hier zu Null gewählt. Mit einem maximalen Elevationswinkel von 90° handelt es sich um einen Überflug durch den Zenit, wobei dieser gleichzeitig die Mitte der bei den Simulationen erzeugten synthetischen Apertur darstellt. Die Bandbreite sowie der prozessierte Azimutwinkel wurden entsprechend der verschiedenen Auflösungszellen variiert, um auch hier verschiedene räumliche Auflösungen bei jeweils quadratischen Auflösungszellen vergleichen zu können.

Abbildung 4.10 und Abbildung 4.11 zeigen nun die berechnete ideale Reflektivitätsverteilung eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten unter der Annahme einer vollständig metallischen Oberfläche für eine Frequenz von 11 GHz mit einer räumlichen Abtastung von 0,5 cm. Dargestellt sind in beiden Bildern alle Streuzentren, die bei einer Beleuchtung des Satelliten aus einem Winkelbereich von 23° um den Nadir (Nadir $\pm 11,5^\circ$) in einer monostatischen Aufnahmegeometrie in Erscheinung treten. Abbildung 4.10 zeigt dabei die Seitenansicht dieser Streuzentren und Abbildung 4.11 illustriert die Streuzentren aus Blickrichtung des Nadirs. Bei der Berechnung der Streueffekte wird unterschieden zwischen der Anzahl der Reflexionen am Objekt. Diese sind in der Darstellung farblich codiert. Die variierende Amplitude der einzelnen Streuzentren wird in dieser rechnerisch erzeugten Reflektivitätsverteilung nur durch die Anzahl der Streuzentren an einem Raumpunkt berücksichtigt und ist deshalb in dieser Darstellung nicht erkennbar. Diese wird erst durch die Summation der an einem Raumpunkt befindlichen Streuzentren während der Systemsimulation im späteren Radarbild ersichtlich. Wie zu erwarten ist, so weisen die drei ausgeklappten Antennen einen relativ gleichmäßigen Radarrückstreuquerschnitt auf, so dass die gesamte Antennenstruktur erkennbar ist. Auch die Unterkante der Solarzellen ist im Reflektivitätsbild deutlich sichtbar. Die Flächen der Solarzellen zeigen in dieser monostatischen Aufnahmegeometrie dagegen keine Rückstreuung, da deren Ausrichtung leicht schräg angenommen wurde. Dies

verursacht, dass die gesamte einfallende elektromagnetische Leistung in einen anderen Raumwinkel reflektiert wird. Auch der obere Teil des Satellitenbusses ist in der Reflektivitätsverteilung nicht sichtbar, da dieser im sogenannten Radarschatten der der Erde zugewandten Satellitenstruktur liegt. Dies wird aus Abbildung 4.10 deutlich, bei welcher der obere Teil des Satellitenbusses nicht sichtbar ist. Trotz des relativ großen Beleuchtungswinkels in Azimutrichtung von 23° muss deshalb im Allgemeinen davon ausgegangen werden, dass bei einer einzelnen ISAR-Aufnahme durch Abschattung ggf. nicht die gesamte Satellitenstruktur im späteren Radarbild sichtbar wird.

Die auf der Grundlage der Bahn- und Radarparameter simulierten ISAR-Bildprodukte zeigt Abbildung 4.12 für drei verschiedene Größen der Auflösungszelle. Die Abbildungsgeometrie ist hierbei mit Ausnahme des Integrationswinkels bei allen drei ISAR-Bildprodukten identisch. Die Amplitude ist jeweils auf das Maximum des jeweiligen Bildes normiert. Wie auch bei dem vorherig gezeigten Simulationsergebnis des Referenzstreucentrenmodells wurden bei den hier dargestellten Simulationsergebnissen keinerlei äußere Fehlereinflüsse berücksichtigt.

Bei einer räumlichen Auflösung von etwa $\Delta r = 40$ cm zeigt das ISAR-Bild keinerlei bzw. nur sehr wenig Information über die feinere Struktur des Satelliten. Wie auch schon beim Referenzstreucentrenmodell sind bei geringer Auflösung räumlich linear verlaufende Streuzentren teilweise nicht zu erkennen, wie hier an den Kanten der Solarzellen, die erst bei höherer Auflösung sichtbar werden. Durch die leichte Verschmierung in Azimutrichtung bei dem Bildprodukt mit der geringsten räumlichen Auflösung entsteht ferner der Eindruck, dass die räumliche Auflösung in Entfernungsrichtung größer ist. Bei einer räumlichen Auflösung von $\Delta r = 10$ cm lassen sich bereits die drei ausgeklappten Antennenstrukturen deutlich unterscheiden. Auch die Unterkante der Solarzellen wird sichtbar. Wie bereits erwähnt, zeigt sich hier nun auch der Radarschatten, der durch die der Erde näher liegenden Satellitenstrukturen verursacht wird und die Sichtbarkeit des oberen Teils des Satellitenbusses verhindert. Die Vergrößerung der Bandbreite auf $B = 4,4$ GHz und der damit einhergehenden Verbesserung der Auflösung auf etwa $\Delta r = 4$ cm lassen das ISAR-Bild nochmals deutlich detailreicher erscheinen. Speziell im Bereich der Oberfläche der drei Antennen sind die rechteckförmigen Erhebungen teilweise deutlich trennbar.

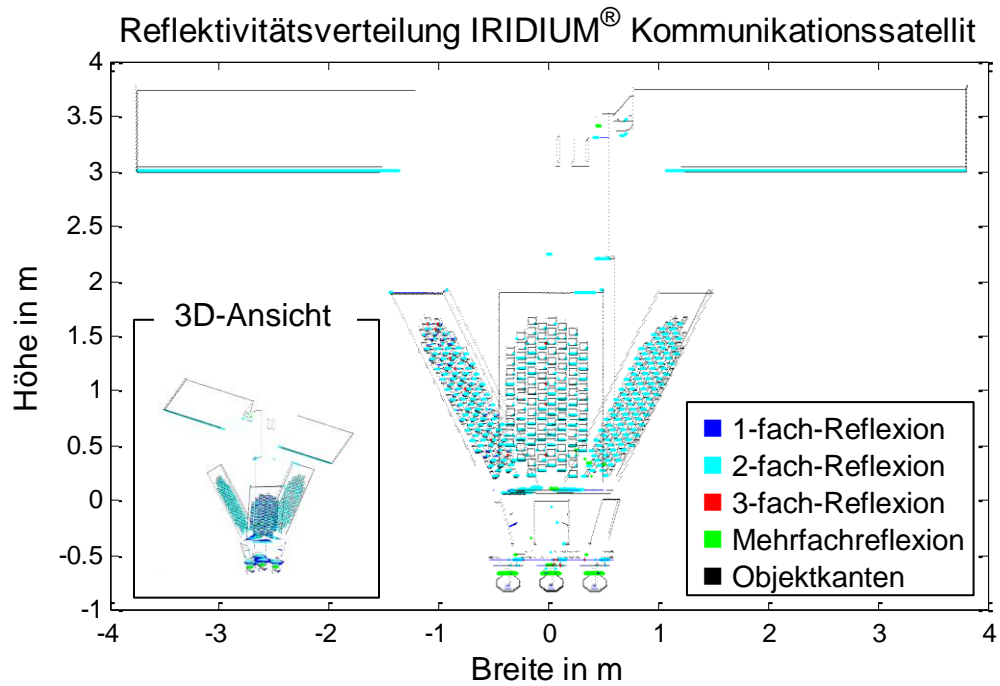


Abbildung 4.10: Anhand eines 3D-Modells bestimmte Reflektivitätsverteilung eines IRIDIUM[®]-Kommunikationssatelliten (Seitenansicht) bei einer Beleuchtung des Satelliten vom Nadir $\pm 11,5^\circ$. Dargestellt sind alle Streuzentren, die in diesem Azimutwinkelbereich in Erscheinung treten.

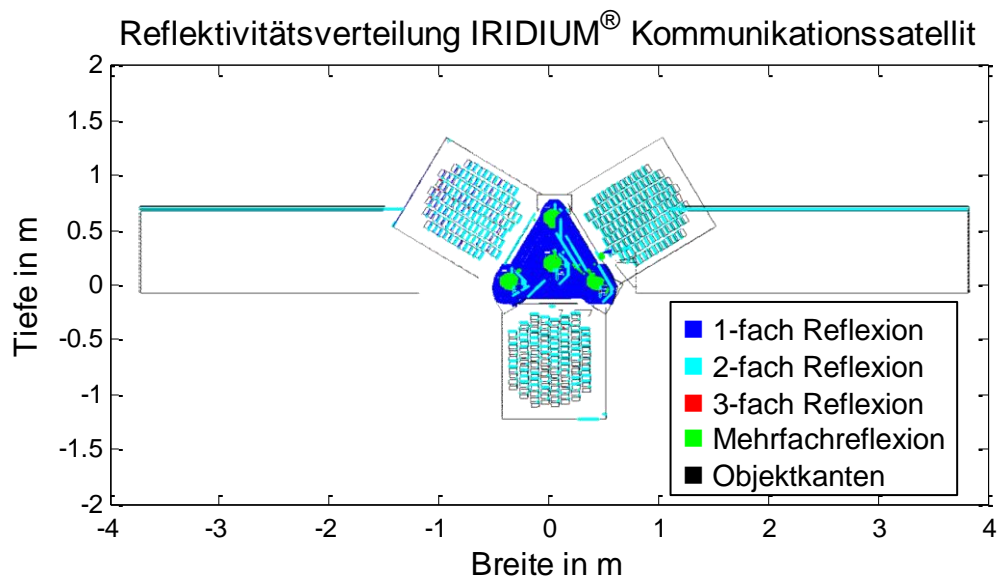


Abbildung 4.11: Reflektivitätsverteilung eines IRIDIUM[®]-Kommunikationssatelliten (Blickrichtung vom Nadir) bei einer Beleuchtung des Satelliten vom Nadir $\pm 11,5^\circ$. Dargestellt sind alle Streuzentren, die in diesem Azimutwinkelbereich in Erscheinung treten.

Abbildungssimulation eines IRIDIUM® Kommunikationssatelliten

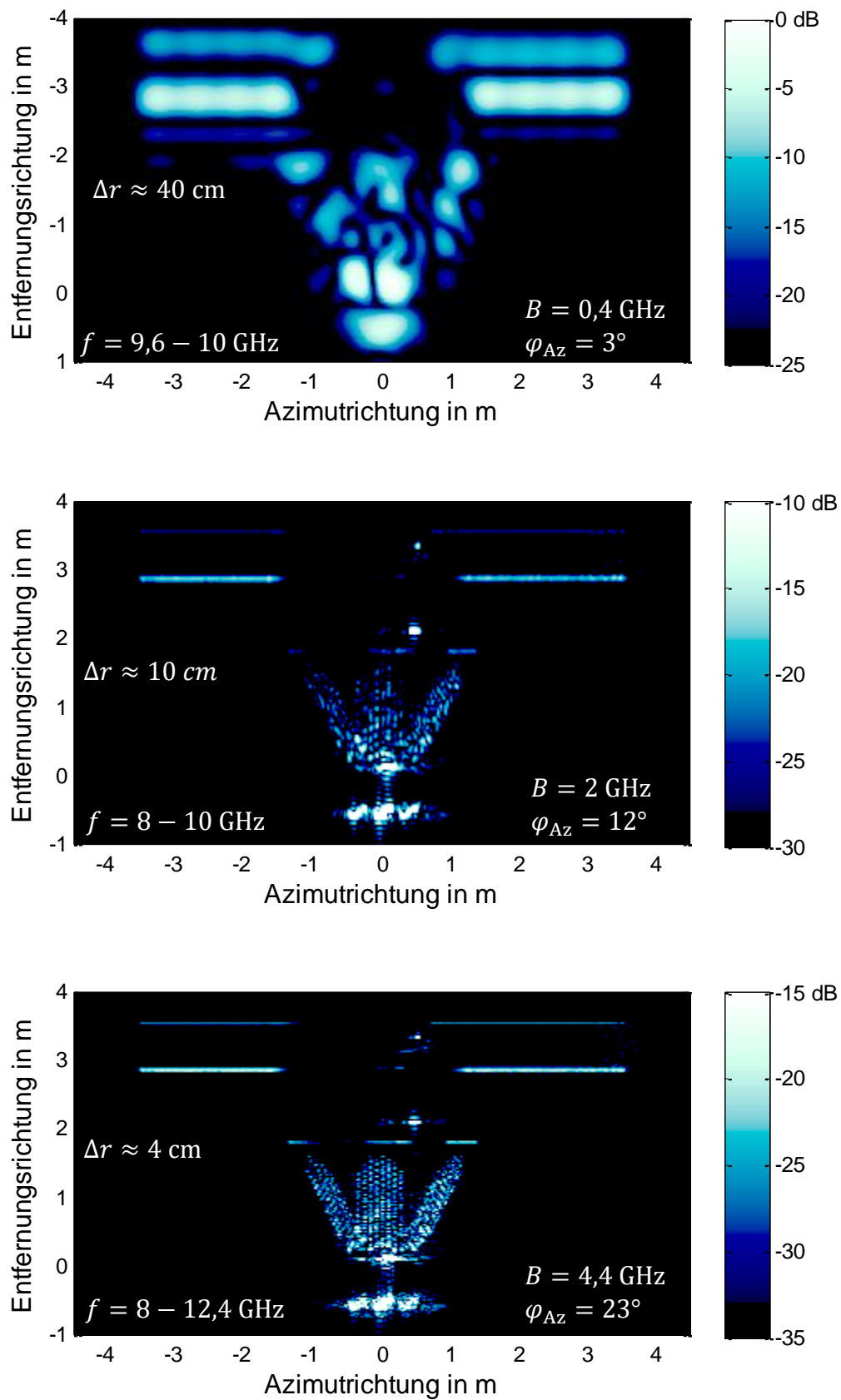


Abbildung 4.12: Simulationsergebnisse zur ISAR-Abbildung eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten für verschiedene Bandbreiten bzw. Azimutwinkel für die in Tabelle 4.1 aufgelisteten Bahn- bzw. Radarparameter ohne Berücksichtigung von Fehlereinflüssen.

4.3.2.2 Internationale Raumstation ISS

Im Hinblick auf die in Kapitel 6 beschriebenen experimentellen Messungen, bei denen als Zielobjekt zunächst die Internationale Raumstation ausgewählt wurde, werden in diesem Abschnitt Simulationsergebnisse zum Abbildungsprozess der ISS vorgestellt. Die für die vorgestellten Simulationsergebnisse zugrunde liegenden Bahn- und Radarparameter sind in Tabelle 4.2 aufgelistet. Aufgrund der leichten Exzentrizität und der damit ganz leicht elliptischen Umlaufbahn muss zwischen der Bahnhöhe im Apogäum und Perigäum unterschieden werden. Der maximale Elevationswinkel des zur Simulation ausgewählten Überflugs beträgt $E_{\max} = 51,1^\circ$. Die große Halbachse berechnet sich durch den mittleren Äquatorradius und der Bahnhöhe im Apogäum. Die sich durch die Bahnparameter ergebende äquivalente Aufnahmegeometrie ist in Abbildung 4.13 dargestellt. Hierbei wurde aus Gründen der Anschaulichkeit die Bewegung des Weltraumobjekts in eine äquivalente Bewegung des Radarsystems umgerechnet. Somit liegt die Raumstation fest im Ursprung des Koordinatensystems und das Radarsystem bewegt sich auf einem, der realen Abbildungsgeometrie entsprechenden, äquivalenten Bewegungspfad am Weltraumobjekt vorbei. Es zeigt sich die leichte Krümmung des äquivalenten Bewegungspfades, der durch die Krümmung der nahezu kreisförmigen Umlaufbahn hervorgerufen wird.

Tabelle 4.2: Bahn- und Radarparameter für die Abbildungssimulation der Internationalen Raumstation (ISS).

Bahnparameter		
Bahnhöhe (Perigäum)	h_{Pe}	420,00 km
Bahnhöhe (Apogäum)	h_{Ap}	424,07 km
Numerische Exzentrizität	ε	0,0006
Große Halbachse	a	6802,21 km
Maximaler Elevationswinkel	E_{\max}	$51,1^\circ$
Radaraufnahmeparameter		
Frequenzband		X-Band
Bandbreite	B	0,4 GHz/4,4 GHz
Azimutwinkel	φ_{Az}	$3^\circ / 23^\circ$
Pulswiederholfrequenz	PRF	200 Hz
Signaltyp	---	Up-Chirp
Pulslänge	τ_{p}	30 μs

Die Vektoren \vec{x}_{FK} und \vec{y}_{FK} spannen die gewählte Fokussierungsebene auf, die entsprechend der Lage der ISS im Raum so gewählt wurde, dass möglichst viele zu erwartende Streuzentren innerhalb oder zumindest in einem geringen Abstand zur Fokussierungsebene liegen, um durch eine Projektion hervorgerufene Verzerrungen im späteren Radarbild zu minimieren. Durch die der Abbildungssimulation zugrunde gelegten Bahnparameter sowie dem Überflug mit einem maximalen Elevationswinkel von $51,1^\circ$ quer zur Bahn im Zenit erhält man damit einen Einfallswinkel auf die gewählte Fokussierungsebene von etwa $\Theta_{\text{F}} = 39^\circ$ bei maximaler Elevation. Hierin liegt auch die Begründung dafür, dass für die Abbildung der ISS ein Überflug durch den Zenit eher ungünstig und deshalb ein maximaler Elevationswinkel von $E \ll 90^\circ$ gewählt wurde. Denn im Fall der ISS wird in Verbindung mit der in

Abbildung 4.13 gewählten Fokussierungsebene bei Elevationswinkeln nahe 90° der Einfallswinkel auf die Fokussierungsebene zu klein, und damit durch die Projektion eine ausreichende Fokussierung in Azimutrichtung nicht mehr möglich.

In Abbildung 4.13 sind zwei kleinere synthetische Aperturen unterschiedlicher Länge mit einem Integrationswinkel von $\varphi_{Az}=3^\circ$ bzw. $\varphi_{Az}=23^\circ$ hervorgehoben. Der gesamte Überflug liegt dabei innerhalb des Bereichs mit einem Elevationswinkel größer als 37° , was zu einer sehr großen synthetischen Apertur führen kann und einem Beobachtungswinkel von 78° entspricht. Jeweils in Grün gekennzeichnet ist für alle drei angegebenen Integrationswinkel der Beginn der synthetischen Apertur (SA) sowie in Rot das Ende der SA.

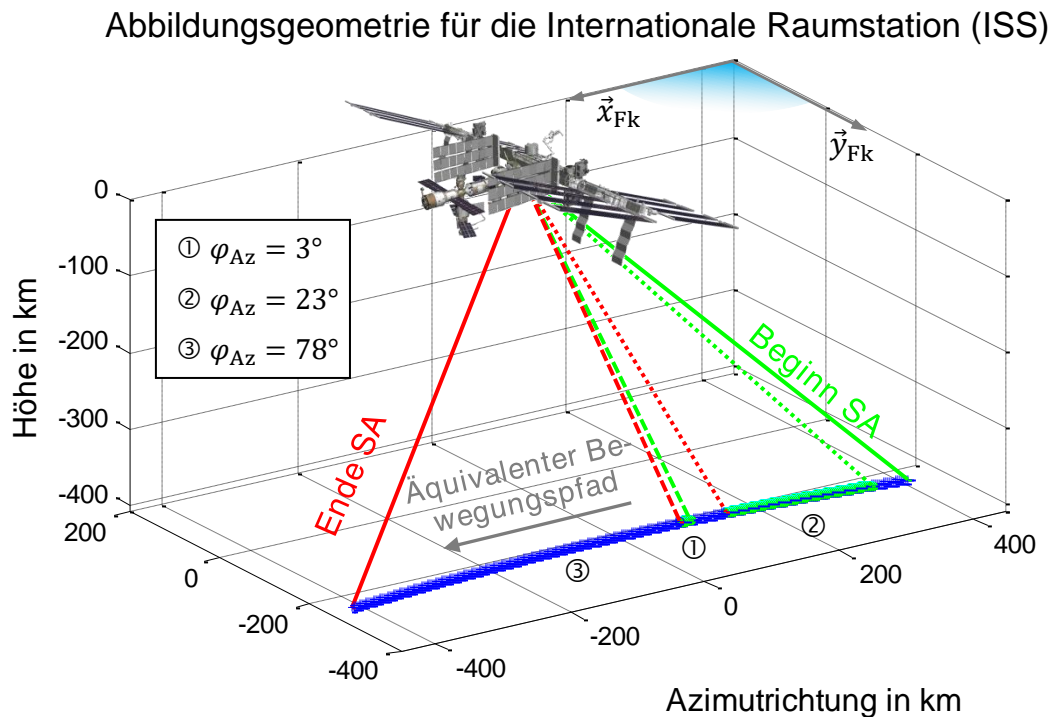


Abbildung 4.13: Äquivalente Abbildungsgeometrie zur Abbildungssimulation der ISS, die sich aus den in Tabelle 4.2 gelisteten Bahnparametern ergibt. Gekennzeichnet sind drei verschiedene Größen der synthetischen Apertur (SA) bzw. des sich ergebenden Azimutwinkels. Die Vektoren \vec{x}_{Fk} und \vec{y}_{Fk} spannen hierbei die räumliche Lage der Fokussierungsebene auf.

Die für die Simulation genutzte Reflektivitätsverteilung der ISS ist in Abbildung 4.15 dargestellt. Diese wurde auf Grundlage des in Abbildung 4.14 dargestellten 3D-Modells¹, basierend auf der beschriebenen Abbildungsgeometrie berechnet. Hierbei wurde wie zuvor das in [Ang15] beschriebene Programm zur Bestimmung der Reflektivitätsverteilung komplexer Objekte genutzt sowie das in [NAS11] zur Verfügung gestellte 3D-Modell der ISS verwendet.

¹ Ein detailliertes 3D-CAD-Modell der Internationalen Raumstation (ISS) wird von der NASA kostenfrei zur Verfügung gestellt und kann unter folgender Internetadresse bezogen werden:
<https://nasa3d.arc.nasa.gov/detail/iss-hi-res>

3D-Modell der Internationalen Raumstation ISS

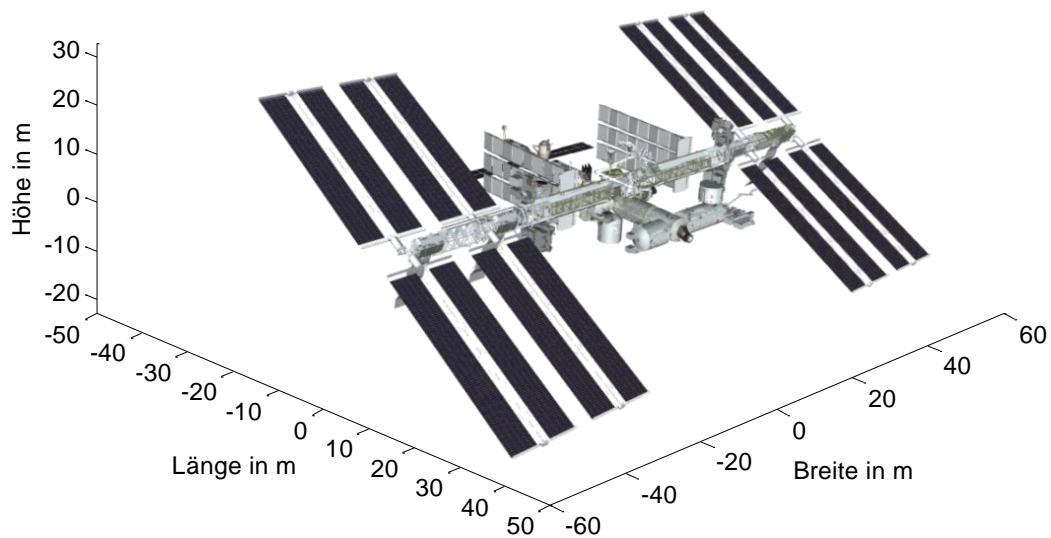


Abbildung 4.14: 3D-Modell der Internationalen Raumstation (ISS) das zur Bestimmung der Reflektivitätsverteilung genutzt wurde [NAS11].

Berechnete Reflektivitätsverteilung der ISS

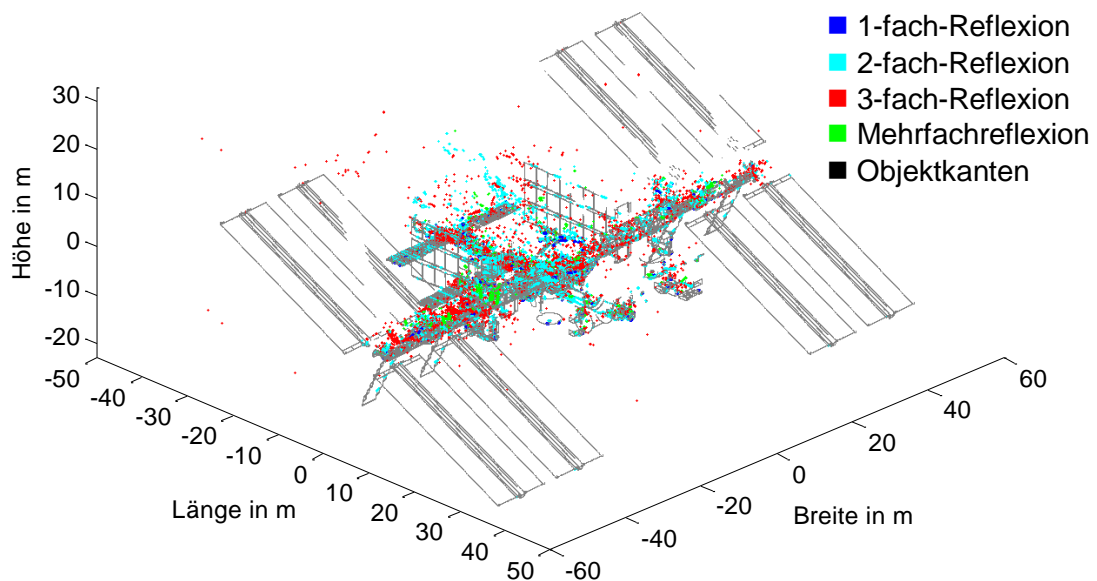


Abbildung 4.15: Berechnete Reflektivitätsverteilung der Internationalen Raumstation (ISS) basierend auf dem in Abbildung 4.14 dargestellten 3D-Modell für eine Frequenz von 11 GHz. Dargestellt sind alle Streuzentren die innerhalb eines Integrationswinkels von 23° (siehe Abbildung 4.13 Nr. ②) entsprechend der Aufnahmegeometrie in Erscheinung treten [Ang15].

In Abbildung 4.15 sind alle Streuzentren erkennbar, die innerhalb eines Integrationswinkels von $\varphi_{Az} = 23^\circ$ der entsprechenden synthetischen Apertur (②) in Abbildung 4.13 in Erscheinung treten. Die Reflektivitätsverteilung wurde für eine Frequenz von 11 GHz berechnet, bei einer räumlichen Abtastung des 3D-Modells von 3 cm in allen drei Raumrichtungen sowie einem Winkelschritt in Azimutrichtung von 1° . Da dieser Winkelschritt bei der späteren

Bildung der inversen synthetischen Apertur zu groß ist, um einen ausreichenden Eindeutigkeitsbereich zu erreichen, wird bei der Abtastung in Azimutrichtung innerhalb einem Winkelbereich von 1° auf die gleichen Streuzentren der Reflektivitätsverteilung zurückgegriffen. Somit wird angenommen, dass sich die Rückstreueigenschaften innerhalb einem Winkelbereich von 1° nicht signifikant ändern, was im X-Band eine zulässige Annahme ist. Der tatsächliche Winkelschritt in Azimutrichtung ergibt sich durch die Azimutwinkelgeschwindigkeit in Verbindung mit der PRF und liegt hier im Bereich von $\Delta\varphi_{Az} \approx 0,04^\circ$. Des Weiteren wurden bei der Berechnung der Reflektivitätsverteilung alle Teile als metallisch angenommen. Diese vereinfachte Annahme der Abbildungsparameter und Objekteigenschaften (monochromatisch und metallische Oberflächen) zur Bestimmung des Reflektivitätsmodells war notwendig, um überhaupt annähernd die Rückstreueigenschaften eines so großen und gleichzeitig komplexen Objekts über einen großen Winkelbereich zu bestimmen, da die Anzahl an Streuzentren für die hier angenommenen Parameter für jede Winkelposition im hohen sechsstelligen Bereich liegt. Bei der Berechnung der Streueffekte wird wieder wie zuvor zwischen der Anzahl der Reflektionen am Objekt unterschieden. Diese sind in der Darstellung farblich codiert. Die variierende Amplitude der einzelnen Streuzentren wird in dieser Reflektivitätsverteilung nur durch die Anzahl der Streuzentren an einem Raumpunkt berücksichtigt und ist deshalb in dieser Darstellung nicht erkennbar. Diese wird erst durch die Summation der an einem Raumpunkt befindlichen Streuzentren während der Systemsimulation im späteren Radarbild ersichtlich. Durch die Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen liegen auch einzelne Streuzentren außerhalb der Struktur der ISS.

Die durch Simulation gewonnenen ISAR-Bildprodukte, die basierend auf dem Rückprojektionsalgorithmus erstellt wurden, sind in Abbildung 4.16 für zwei verschieden große Auflösungszellen dargestellt. Wie auch bei den vorhergehenden Simulationsergebnissen handelt es sich um eine ideale Abbildungssimulation bei der keinerlei äußere Fehlereinflüsse auf den Abbildungsprozess wirken. Mit einer Bandbreite von $B = 400$ MHz und einem Integrationswinkel von $\varphi_{Az} = 3^\circ$ ergibt sich eine Größe der Auflösungszelle von etwa $\Delta r = 40$ cm. Die Aufnahmegeometrie entspricht hierbei dem in Abbildung 4.13 dargestellten Ausschnitt (①) aus der großen synthetischen Apertur. Durch die Größe der ISS lässt sich bereits bei dieser relativ geringen räumlichen Auflösung die Struktur der Raumstation deutlich erkennen, was bei dem im vorherigen Abschnitt gezeigten Simulationsergebnis des deutlich kleineren Satelliten nicht möglich war. Bei der senkrecht im Bild stehenden Gitterstruktur (Haupttraverse), an der eine Vielzahl an weiteren Elementen montiert ist, kommt es bei dieser Größe der Auflösungszelle zu einer Überlagerung von vielen einzelnen Streuzentren, weshalb in diesem Bereich kaum Details erkennbar sind. Erkennbar ist dagegen die Gitterstruktur, die sich jeweils zwischen den Sonnenkollektoren befindet, was auf die Position der Sonnenkollektoren schließen lässt. Die Sonnenkollektoren an sich sind nicht erkennbar, da sie bei der Aufnahmegeometrie so ausgerichtet waren, dass sie die gesamte einfallende Strahlungsleistung in einen anderen Raumwinkel reflektieren und so in dieser monostatischen Abbildungsgeometrie kein signifikantes Rückstreuverhalten aufweisen.

Wird die räumliche Auflösung um den Faktor 10 auf $\Delta r = 4$ cm verbessert, so wird die Struktur extrem detaillierter wiedergegeben. Um Streuzentren geringerer Amplitude trotzdem noch in diesem ISAR-Bildprodukt darstellen zu können, wurde der Dynamikbereich daher entsprechend angepasst. Deutlich zu erkennen sind die Kanten der Sonnenkollektoren auf beiden Seiten der Station. Durch den Anstellwinkel in Verbindung mit der Projektion auf die Fokussierungsebene sind diese allerdings etwas verzerrt dargestellt. In diesem Bereich der räumlichen Auflösung treten vereinzelt Streuzentren mit einem sehr starken Radarrückstreuquerschnitt auf.

Abbildungssimulation der Internationalen Raumstation (ISS)

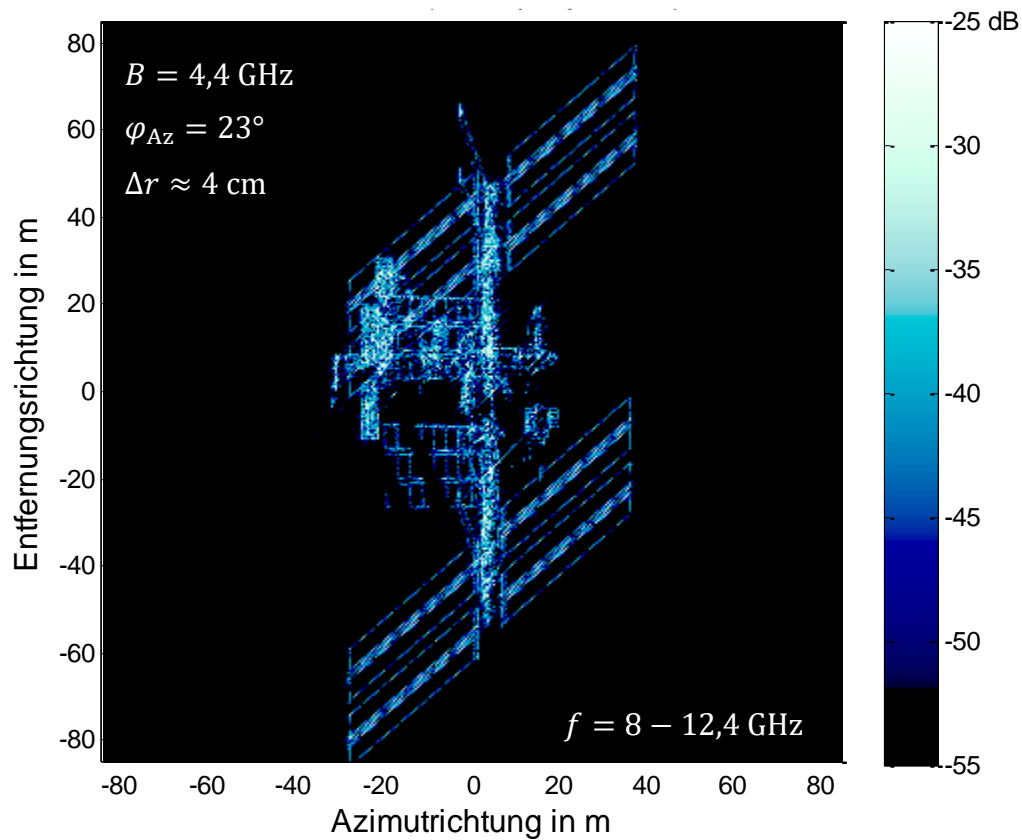
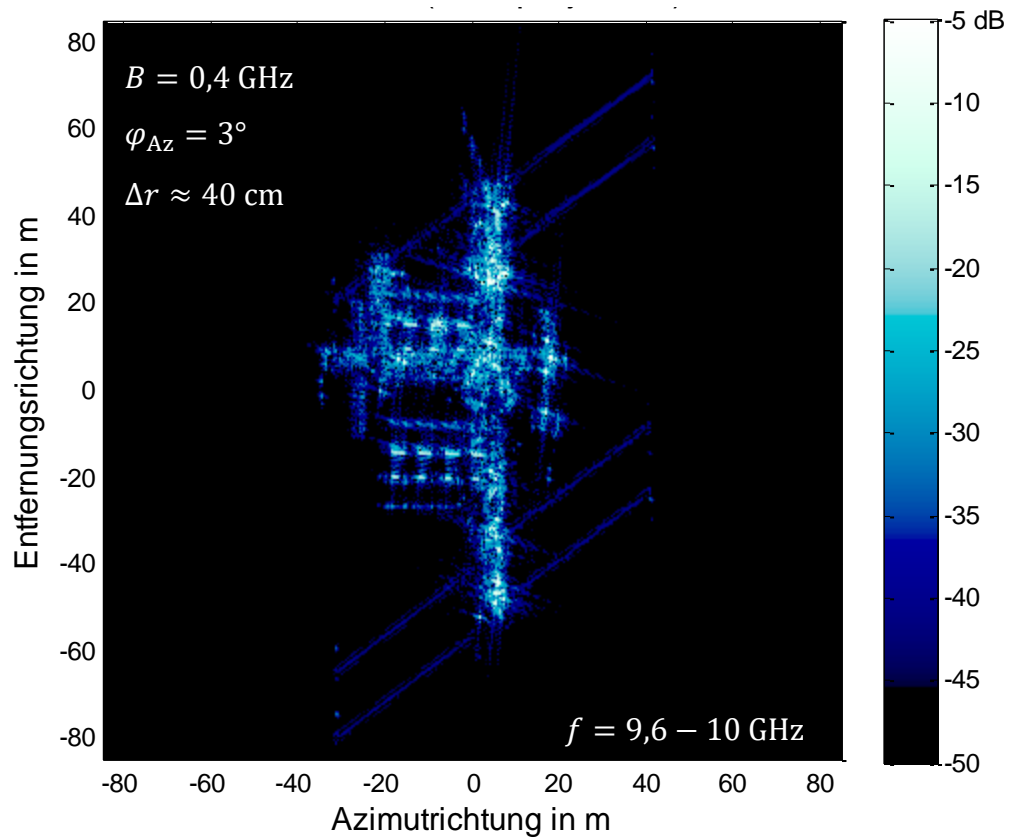


Abbildung 4.16: Ergebnis der Abbildungssimulation der ISS basierend auf der in Abbildung 4.20 dargestellten Aufnahmegeometrie mit einer räumlichen Auflösung von 40 cm (oben) sowie einer Auflösung von 4 cm (unten).

Der Nutzen der größeren Auflösung lässt sich noch besser erkennen, wenn man einen Ausschnitt der beiden ISAR-Bildprodukte vergleicht (Abbildung 4.17). Sind bei $\Delta r = 40$ cm räumlicher Auflösung nur teilweise grobe Strukturen erkennbar, so sind im hochaufgelösten ISAR-Bildprodukt die Strukturen der einzelnen Elemente viel deutlicher trennbar. Im Fall der ISS wird aber auch deutlich, dass durch ihr komplexe Struktur und die dadurch entstehende Überlagerung der Streuzentren einzelner Elemente auf der Fokussierungsebene bei der 2-D-Abbildung eine Interpretation erschwert wird.

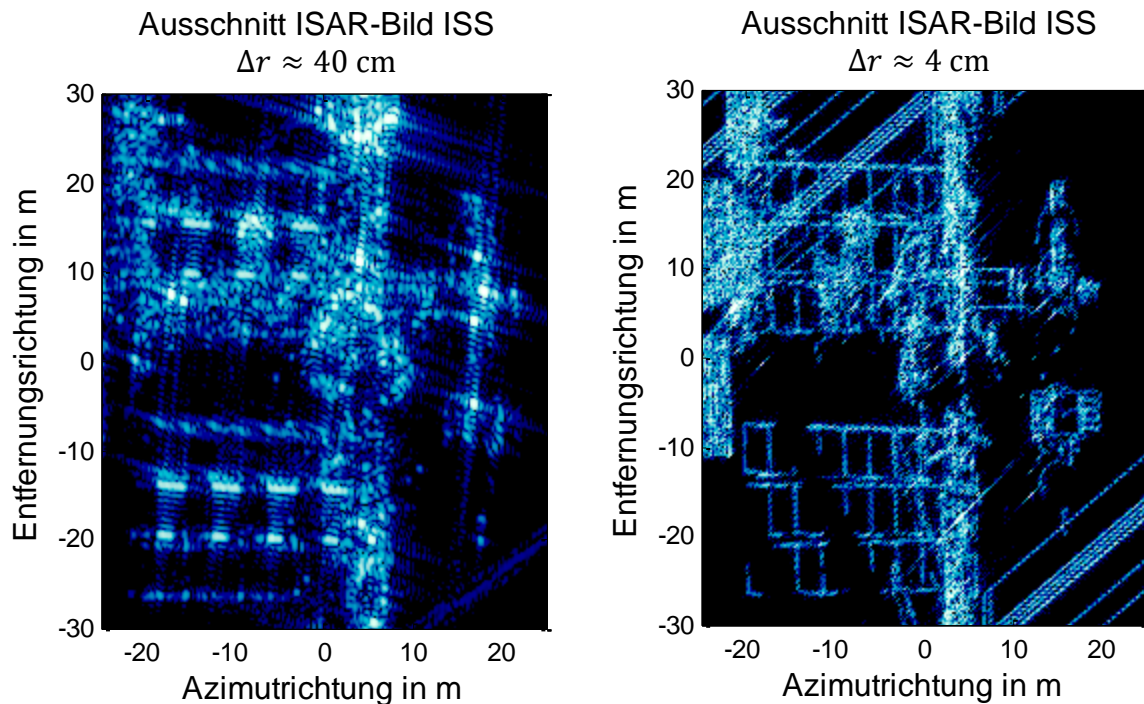


Abbildung 4.17: Ausschnitt aus den Bildern von Abbildung 4.16 zum besseren Vergleich des Nutzens der höheren räumlichen Auflösung.

Wie bereits erwähnt, so lässt sich bei Betrachtung des äquivalenten Bewegungspfad der großen synthetischen Apertur in Abbildung 4.13 eine leichte Krümmung erkennen, die durch die entsprechende kreisförmige bzw. elliptische Umlaufbahn des Weltraumobjekts entsteht. Im folgenden Abschnitt wird auf die Fokussierungstiefe eingegangen, die maßgeblich durch diese gekrümmte Form der synthetischen Apertur bestimmt wird.

4.4 Defokussierungseffekt aufgrund einer Ablage von der Fokussierungsebene

Bei der Anwendung des Rückprojektionsalgorithmus zur ISAR-Bildproduktgenerierung werden die hochaufgelösten Entfernungsprofile unter Berücksichtigung der Aufnahmegeometrie auf ein zweidimensionales Bildraaster projiziert, welches als Fokussierungsebene bezeichnet wird (vgl. Abschnitt 2.4.2). Diese Fokussierungsebene lässt sich beliebig im dreidimensionalen Raum platzieren, wobei die optimale Lage abhängig vom abzubildenden Objekt gewählt werden sollte. Dies ergibt sich daraus, dass Streuzentren, die in Querrichtung zur Fokussierungsebene und außerhalb dieser liegen, unter Berücksichtigung einer nichtlinearen Bewegung zwischen Sensor und Streuzentrum, unscharf auf die Fokussierungsebene projiziert werden. Da im Allgemeinen davon ausgegangen werden kann, dass die

abzubildenden Weltraumobjekte eine dreidimensionale Struktur aufweisen, ist leicht ersichtlich, dass keine Konstellation existiert, bei der alle Streuzentren in der zweidimensionalen Fokussierungsebene liegen. Hieraus wird wiederum ersichtlich, dass die Fokussierungsebene möglichst so gelegt wird, dass möglichst viele Streuzentren innerhalb dieser Ebene liegen. Dies ist natürlich nur möglich, falls A-priori-Information über das abzubildende Objekt in Form von Größe und Lage im Raum vorliegt. Die Entstehung dieser Defokussierung veranschaulicht Abbildung 4.18 [Kem12].

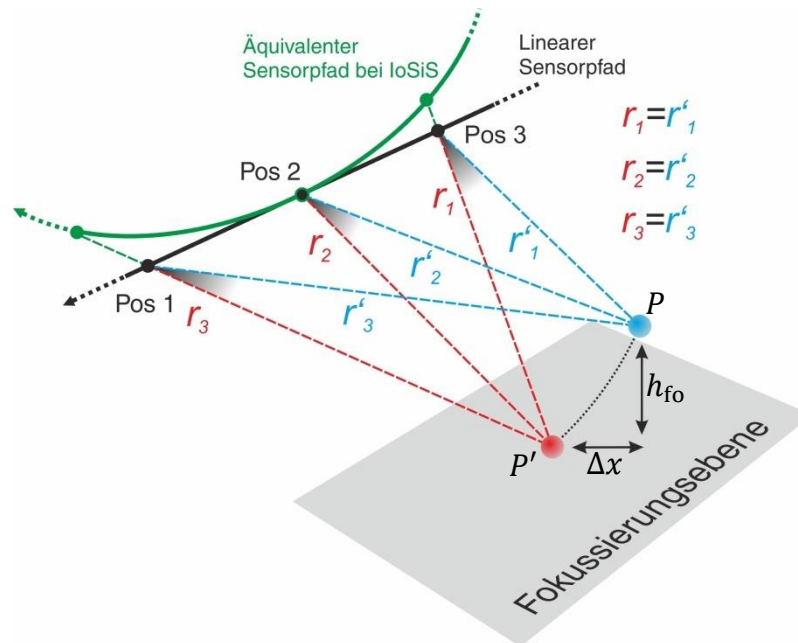


Abbildung 4.18: Zustandekommen von Defokussierung bei der zweidimensionalen Radarabbildung dreidimensionaler Objekte. Gezeigt ist die Projektion eines Punktziels P , welches sich in einer Höhe h_{fo} über der Fokussierungsebene befindet, auf die Fokussierungsebene unter Voraussetzung einer linearen relativen Bewegung zwischen Sensor und Ziel. Da bei IoSiS die relative Bewegung zwischen Sensor und Weltraumobjekt aufgrund der Umlaufbahn aber gekrümmt ist, wird ein Punktziel bei dem $h_{fo} \neq 0$ gilt, defokussiert auf die Fokussierungsebene projiziert.

Betrachtet man zunächst einen linearen Sensorpfad und ein Punktziel P , das sich in einer Höhe h_{fo} über der Fokussierungsebene befindet, so wird dieses bei der Rückprojektion auf die Fokussierungsebene an die Koordinaten von P' projiziert (Abbildung 4.18). Da der Entfernungsverlauf, hier am Beispiel von drei Sensorpositionen entlang der synthetischen Apertur gezeigt, in allen Fällen derselbe ist ($r_n = r'_n$) und damit auch die Phasenhistorie, wird das Punktziel durch die Projektion zwar örtlich um Δx verschoben, aber durch die kohärente Summierung an dieser Stelle fokussiert. Verallgemeinert gilt, dass unter Berücksichtigung einer linearen relativen Bewegung zwischen Sensor und Ziel jedes Punktziel außerhalb der Fokussierungsebene auf diese scharf abgebildet wird, da für jedes Punktziel außerhalb der Fokussierungsebene ein Punkt auf dieser mit identischer Phasenhistorie existiert. Geht man nun weg von einer linearen relativen Bewegung und hin zu einer nichtlinearen relativen Bewegung zwischen Sensor und Ziel, so ist diese Aussage nicht mehr gültig, da für ein Ziel außerhalb der Fokussierungsebene kein Punkt auf der Fokussierungsebene mit identischer Phasenhistorie existiert. Dies führt folglich dazu, dass dieses Punktziel durch die inkohärente Aufsummierung der Entfernungsprofile unscharf auf der Fokussierungsebene abgebildet wird. In Abbildung 4.18 ist beispielhaft ein gekrümmter Sensorpfad mit dargestellt, wie er

bei der Abbildung von Objekten im Weltraum bei IoSiS vorkommt. Diese Krümmung wird durch die Kreisbahn bzw. elliptische Umlaufbahn, auf der die Satelliten die Erde umkreisen, hervorgerufen und macht sich in Verbindung mit den großen Aufnahmewinkeln zur Bildung der synthetischen Apertur bemerkbar.

Abbildung 4.19 zeigt nun dazu den Defokussierungseffekt anhand der Abweichung von der nominellen Auflösung in Abhängigkeit der Höhe eines Streuzentrums über der Fokussierungsebene für Weltraumobjekte auf verschiedenen Bahnhöhen. Die nominelle Auflösung beträgt $\Delta r_{Az} = 3,5$ cm bei einer Radarmittenfrequenz von $f_m = 11$ GHz. Je weiter ein Streuzentrum außerhalb der Fokussierungsebene liegt, desto größer ist die Unschärfe. Betrachtet man beispielsweise eine Umlaufbahnhöhe von $h_{SL} = 700$ km und ein Streuzentrum in einem Abstand von $h_{fo} = 10$ m über bzw. unterhalb der Fokussierungsebene, so verschlechtert sich die Auflösung etwa um den Faktor zwei. Die Umlaufbahnen wurden hierbei als zirkular ($\varepsilon = 0$) angenommen. Die Abhängigkeit von der Umlaufbahnhöhe ergibt sich daraus, dass für einen festen Azimutwinkelbereich ein Weltraumobjekt in einer höheren Umlaufbahn über einen längeren Weg betrachtet werden muss als ein solches auf einer niedrigen Umlaufbahn (vgl.: Abbildung 4.5). Somit ist auch die Krümmung der relativen Bewegung zwischen Sensor und Satellit über die synthetische Apertur betrachtet größer, was wiederum zu einer stärkeren Defokussierung führt

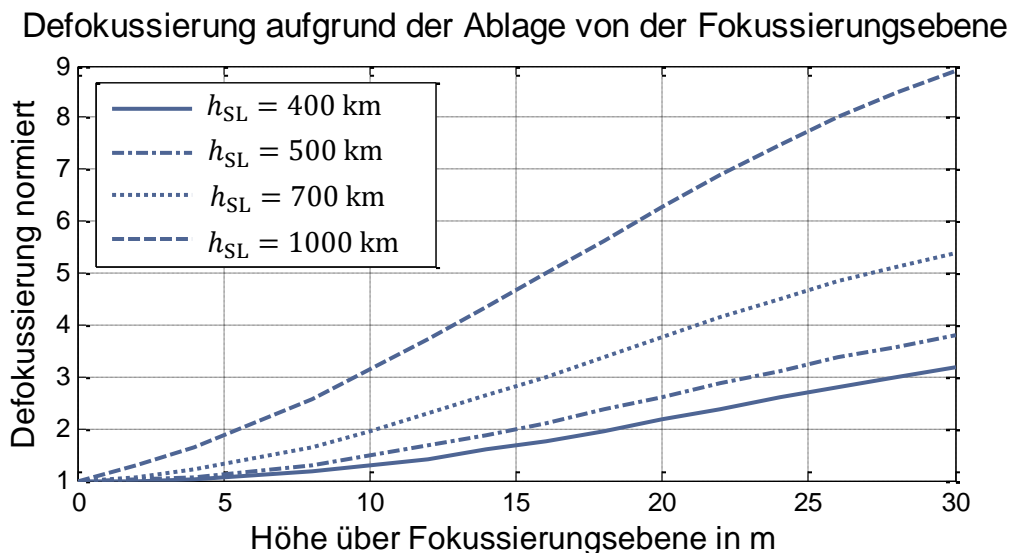


Abbildung 4.19: Abweichung der nominellen Auflösung in Azimutrichtung in Abhängigkeit der Höhe eines Streuzentrums über der Fokussierungsebene für verschiedene Bahnhöhen. Je größer die Ablage eines Streuzentrums von der Fokussierungsebene ist, desto stärker ist die Unschärfe. Die nominelle Auflösung (HWB) in diesem Beispiel beträgt $\Delta r_{Az} = 3,5$ cm und entspricht bei einer Sendefrequenz im X-Band einem Integrationswinkel in Azimutrichtung von etwa 23° . Die Abweichung ist in normierter Form bezogen auf die nominelle Auflösung angegeben.

Den Einfluss dieser Defokussierung auf ein rückprojiziertes ISAR-Bildprodukt zeigt Abbildung 4.20 anhand sieben unabhängiger Streuzentren, die jeweils in unterschiedlichen Abständen zur Fokussierungsebene liegen. Zugrunde gelegt wurde hier eine Umlaufbahnhöhe von $h_{SL} = 400$ km. Die nominelle Auflösung (HWB) bei Lage des Punktziels innerhalb der Fokussierungsebene ($h_{fo} = 0$ m) beträgt nach einer Gewichtung mit einem Hammingfenster in Entfernungs- und Azimutrichtung $\Delta r = 4,5$ cm und verschlechtert sich bei $h_{fo} = 30$ m etwa um den Faktor 3,2. Zusätzlich ist die maximale Amplitude jedes Punktziels angegeben. Aufgrund der inkohärenten Überlagerung nimmt der Amplitudenverlust mit steigender Ablage von der Fokussierungsebene zu, was neben der Auflösungsverschlechterung den negativen Einfluss der Ablage auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis zeigt.

Betrachtet man nun reale Weltraumobjekte, so sind diese in ihrer größten Ausdehnung, mit Ausnahme der ISS, oft kleiner als 10 m. Jedoch können große Solarzellen teilweise auch eine Spannweite von 10 m überschreiten, weshalb die hier gezeigten theoretischen Untersuchungen durchaus eine Rolle bei der hochaufgelösten Abbildung von Weltraumobjekten spielen können. Ferner ist die Unschärfe durch Ablage von der Fokussierungsebene ein Indikator für die notwendige Genauigkeit in der Kenntnis der für die Prozessierung verwendeten Aufnahmegeometrie. Nur wenn die Fokussierungsebene richtig im dreidimensionalen Raum angeordnet wird, erhält man die bestmögliche Fokussierung aller Streuzentren. Liegt dagegen die Fokussierungsebene nur wenige 10 m falsch, was bei der Genauigkeit der zur Verfügung stehenden Bahndaten durchaus realistisch ist, führt dies zu einer starken Defokussierung, was zusätzlich durch die stark abnehmende Amplitude zu einem drastischen Verlust im SNR führt.

Da das Ausmaß der Unschärfe von der Krümmung der relativen Bewegung zwischen Sensor und Ziel entlang der synthetischen Apertur abhängt, und damit auch von der Weglänge, wie lange ein Weltraumobjekt beleuchtet werden muss um eine vorgegebene Azimutauflösung zu erzielen, kann dieser degradierende Einfluss insbesondere durch eine höhere Radarmittenfrequenz minimiert werden. Denn bei höherer Mittenfrequenz ist für eine identische Azimutauflösung ein geringerer Azimutwinkel für die synthetische Apertur erforderlich (vgl. Gl. (2.60)).

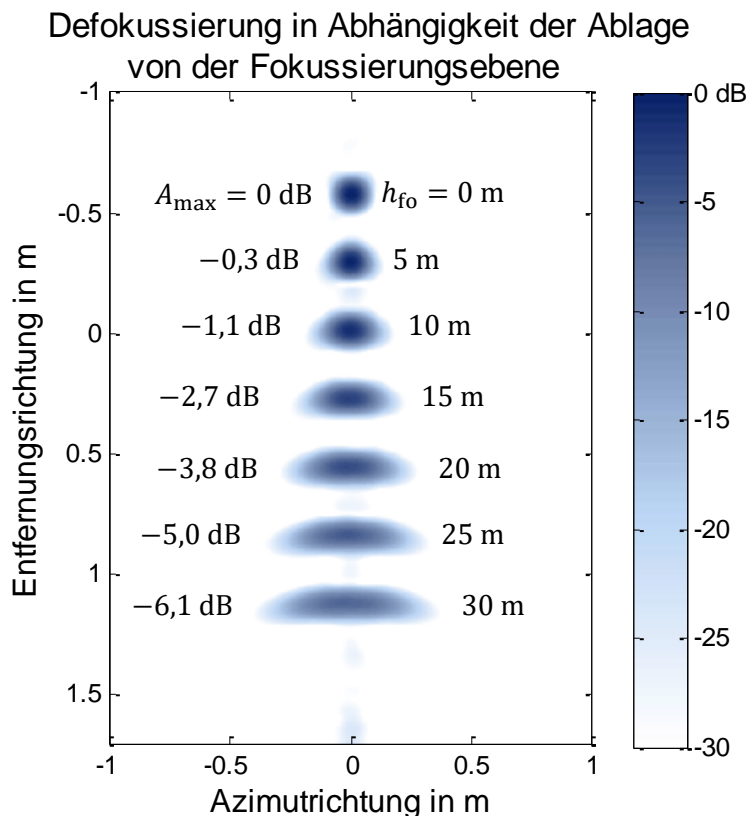


Abbildung 4.20: Auswirkung der Defokussierung, verursacht durch unterschiedlich große Ablagen h_{fo} von der Fokussierungsebene, für sieben unabhängige Streuzentren bzw. Punktziele. Die nominelle Auflösung (HWB) bei Lage des Punktziels innerhalb der Fokussierungsebene ($h_{fo} = 0$ m) beträgt nach einer Gewichtung mit einem Hammingfenster in Entfernungs- und Azimutrichtung $\Delta r = 4,5$ cm.

4.5 Rauschen als stochastisches Sendesignal

Die Grundvoraussetzung zur Erstellung hochaufgelöster Radarsignaturen ist eine hohe Entfernungsauflösung, die nur durch eine entsprechend große Radarsystembandbreite erzielt werden kann. Um eine Entfernungsauflösung im Bereich weniger Zentimeter zu erzielen, sind mindestens Bandbreiten im GHz-Bereich notwendig (vgl. Gl. (2.15)). Hinzu kommt, dass bei der Radarfernerkundung von Weltraumobjekten große Sendeleistungen notwendig sind, um auch bei weit entfernten Zielen mit geringem Rückstreuquerschnitt ein ausreichend großes SNR am Radarempfänger bzw. im finalen Radarbildprodukt zu erreichen.

Da das Spektrum der elektromagnetischen Frequenzen im Mikrowellenfrequenzbereich (1 GHz-300 GHz) aber großteils lückenlos von anderen Funkdiensten wie z.B. Kommunikation, Radioastronomie oder auch anderen Radarsystemen usw. belegt wird, ist es nicht möglich, eine frequenzmäßige Überlappung mit diesen Funkdiensten zu vermeiden. Speziell im unteren Teil des Mikrowellenfrequenzbereichs (X-Band), in dem auch die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen stattfinden, und unter Anbetracht der erwünschten großen Bandbreite, ist eine Überlappung im Frequenzspektrum nicht vermeidbar. Da das vorhandene Frequenzspektrum sich alle Funkdienste teilen müssen, muss eine Störung der Dienste untereinander unter allen Umständen vermieden werden, weshalb jedem Funkdienst in Deutschland durch die Bundesnetzagentur ein eigener Frequenzbereich zugewiesen wird [Bunan].

Aus der Kommunikationstechnik sind zur effektiveren Frequenznutzung daher Vielfachzugriffsverfahren wie FDMA, CDMA und TDMA entwickelt worden, welche die Übertragung mehrerer Kanäle im selben Frequenzband zulassen [Lin05] [Ohm10]. Hierfür ist aber immer eine Kooperation bzw. Abstimmung zwischen den Kanälen notwendig um das entsprechende Vielfachzugriffsverfahren erfolgreich anzuwenden. Dies ist aber im Allgemeinen zwischen einem Radarsystem und einem Kommunikationssystem nicht möglich, da beide in der Regel unabhängig voneinander und an verschiedenen Orten betrieben werden. Da die Anzahl der Kommunikationssysteme sowie auch die der Radarsysteme (z.B. Kfz-Radare) ständig zunimmt und diese Systeme auch immer größere Bereiche bei höheren Frequenzen im Mikrowellenfrequenzbereich (z.B. im Ka-Band, W-Band, D-Band)) belegen, wird es speziell bei hochauflösenden Radarsystemen mit sehr großen Bandbreiten unumgänglich werden, diese unter Ausnutzung geeigneter Signalformen zumindest bei essenziellen Anwendungen mit z.B. hoheitlichem Interesse mit anderen Funkdiensten im gleichen Frequenzspektrum parallel zu betreiben.

Eine Möglichkeit, die Störung anderer insbesondere digitaler Funkdienste im gleichen Frequenzspektrum durch die vom Radarsystem abgestrahlte elektromagnetische Leistung zu verhindern, ist die Verwendung von Rauschen als Sendesignal des Radarsystems [Axe04]. Im Folgenden wird die Möglichkeit des Betriebs des Radarsystems mit einem stochastischen Sendesignal untersucht, sowie auch ein in dieser Arbeit entworfenes einfaches Verfahren zur Erzeugung dieses Rauschsignals, basierend auf einer digitalen Signalerzeugung, vorgestellt. Die Verwendung eines Rauschsignals als Sendesignal des Radarsystems anstatt eines linear frequenzmodulierten Sinussignals hat den Vorteil, dass die Sendeleistung zu jedem Zeitpunkt des Sendens über das gesamte verwendete Frequenzspektrum gespreizt wird. Dieser Umstand ist in Abbildung 4.21 veranschaulicht. Betrachtet man dagegen ein linear frequenzmoduliertes Sinussignal (LFM-Chirp) so gilt $B_m \ll B$. B_m ist hierbei die Momentanbandbreite und B die gesamte Systembandbreite. Im Fall des Rauschsignals gilt $B_m = B$.

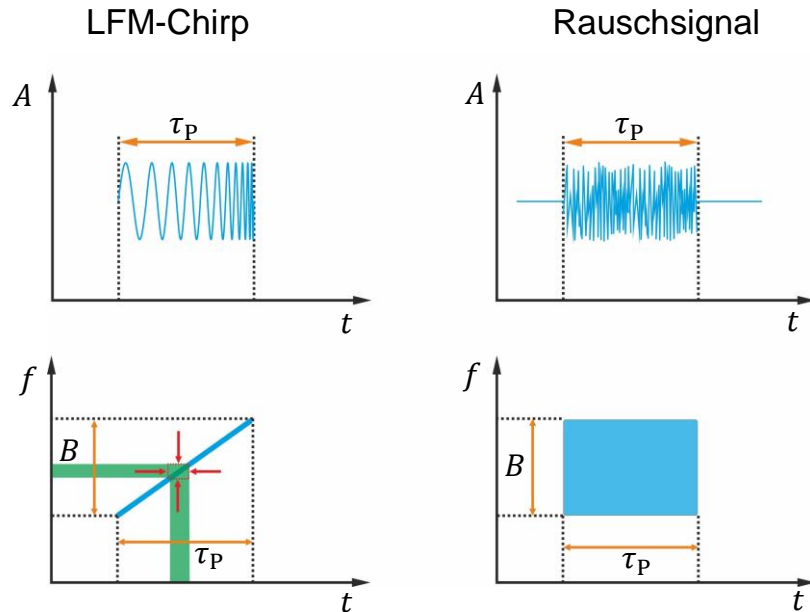


Abbildung 4.21: Veranschaulichung des Zeitsignals eines linear frequenzmodulierten (LFM) Chirpsignals (links) und eines stochastischen Signals in Form von Rauschen (rechts) sowie die dazugehörigen Zeit-Frequenzdiagramme. Während beim LFM-Chirp zu einem Zeitpunkt die gesamte Sendeleistung innerhalb einer begrenzten Bandbreite liegt, wird beim Rauschsignal durch die Spreizung die gesamte Sendeleistung zu jeder Zeit auf alle Frequenzen verteilt.

Legt man nun ein Kommunikationssystem mit einer Empfangsbandbreite B_{Kom} und ein Radar mit einer Systembandbreite B zugrunde und nimmt des Weiteren an, dass $B_{\text{Kom}} \ll B$ ist, so lässt sich durch Verwendung eines Rauschsignals im Vergleich zum LFM-Signal als Sendesignal des Radarsystems eine deutliche Unterdrückung der in das Kommunikationssystem eingekoppelten Signalleistung erzielen. Die erzielbare Unterdrückung zeigt Abbildung 4.22 für verschiedene Sendebandbreiten des Radarsystems in Abhängigkeit der Bandbreite des betrachteten Kommunikationssystems. Je größer die Sendesignalbandbreite des Radarsystems desto größer wird auch die erzielbare Unterdrückung bei gleichbleibender Bandbreite des Kommunikationssystems. Umgekehrt gilt verständlicherweise auch, dass bei gleichbleibender Sendebandbreite des Radarsystems die Unterdrückung sich verringert je größer die Bandbreite des Kommunikationssystems wird.

Die Erzeugung des Rauschsignals kann klassischerweise mit einer analogen Rauschquelle erfolgen, die ein Signal mit einer gaußverteilten Amplitude erzeugt [Axe04]. Im Hinblick auf eine maximal mögliche Sendeleistung in Kombination mit einem realen Hochleistungsverstärker, der immer eine limitierte Ausgangsspannung aufweist, sind jedoch Rauschsignale mit gaußverteilter Amplitude ungeeignet. Dies ergibt sich daraus, dass die mittlere Amplitude dieser Signale bezogen auf die maximale Amplitude gering ist im Vergleich zu einem linear frequenzmodulierten Sinussignal. Abbildung 4.23 (oben) zeigt das Zeitsignal und die dazugehörige Amplitudenverteilung eines Rauschsignals mit gaußverteilter Amplitude und einer Pulslänge von $\tau_P = 50 \mu\text{s}$. Die Varianz beträgt $\sigma_R^2 = 0,5 \text{ V}$ und entspricht einer mittleren Signalleistung von $\bar{P}_S = 10 \text{ dBm}$ bezogen auf einen Widerstand von 50Ω . Dies entspricht der gleichen mittleren Leistung die ein linear frequenzmoduliertes Sinussignal mit einer Amplitude von $u_S = 1 \text{ V}$ aufweist. Hier lässt sich erkennen, dass im Fall des Rauschsignals deutlich größere Signalspitzenspannungen notwendig sind um die gleiche mittlere Leistung zu erzielen. Da aber Bauteilkomponenten wie beispielsweise ein Hochleistungsverstärker eine limitierte maximale Ausgangsleistung und damit auch eine begrenzte Ausgangsspannung aufweisen, lässt sich mit einem Rauschsignal mit gaußverteilter

Amplitude verzerrungsfrei nur eine mittlere Signalleistung erzeugen, die deutlich unter der maximal möglichen Ausgangsleistung liegt.

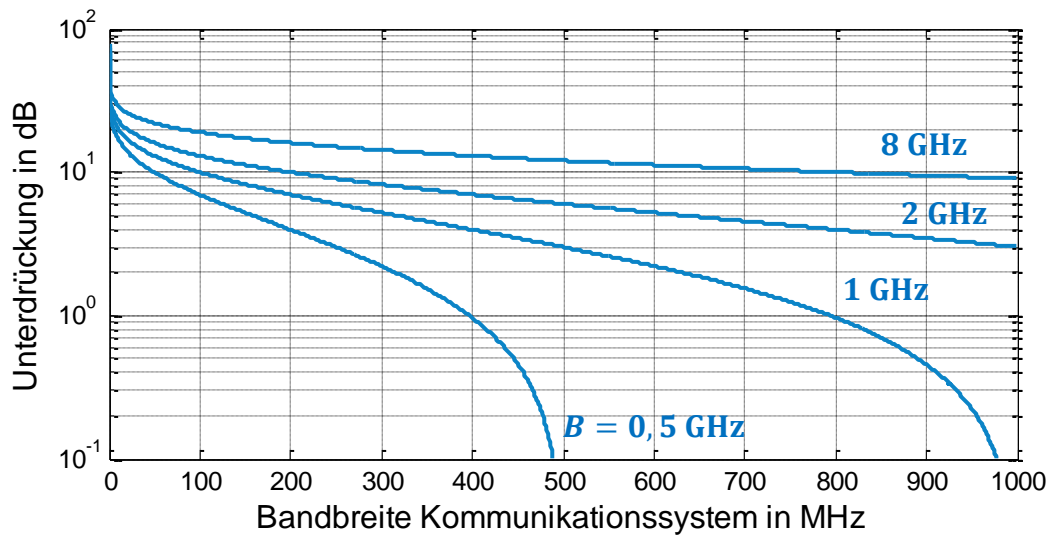


Abbildung 4.22: Erzielbare Unterdrückung der in ein Kommunikationssystem eingekoppelten Signalleistung als Funktion der Bandbreite des Kommunikationssystems für verschiedene Bandbreiten B des Radarsystems. Für das Radarsystem wurde dabei ein Rauschsignal als Sendesignal angenommen.

Wird aber wie in der hier vorliegenden Arbeit eine digitale Signalerzeugung verwendet, so lässt sich ein speziell auf die Parameter des Radarsystems angepasstes Signal mit Rauschcharakter und maximal möglicher mittlerer Leistung erzeugen, ohne die grundlegenden Aufspreizeigenschaften eines Rauschsignals zu verlieren. Das Zeitsignal sowie die Amplitudenverteilung eines durch den später beschriebenen iterativen Prozess generierten Signals mit Rauschcharakter, welches basierend auf den Parametern $B = 3 \text{ GHz}$, $\tau_p = 50 \mu\text{s}$ und $u_s = 1 \text{ V}$ erzeugt wurde, zeigt Abbildung 4.23 (unten). Es weist eine Amplitudenverteilung entsprechend eines linear frequenzmodulierten Chirps, und hat dementsprechend die gleiche mittlere Leistung. In dem hier beispielhaft dargestellten Fall beträgt diese somit $\bar{P}_s = u_s^2 / (2 \cdot 50 \Omega) \triangleq 10 \text{ dBm}$.

Das Ablaufdiagramm für die iterative Erzeugung des in Abbildung 4.23 (unten) gezeigten Signals mit Rauschcharakter zeigt Abbildung 4.24. Vorgegeben sind die maximale Spannungsamplitude u_s die das zu erzeugende Rauschsignal aufweisen soll (ergibt sich aus der erreichbaren Pulsspitzenleistung des Radarsystems) sowie die maximale Bandbreite die durch die Übertragungsfunktion $H_{BP}(f)$ des Radarsystems vorgegeben wird. Startwert ist ein gaußsches Rauschsignal $s_R^{m=0}(t)$, dass die Bedingung $\sigma(s_R^0) \gg u_s$ erfüllt, wobei $\sigma(s_R^0)$ die Standardabweichung der Amplitudenwerte von s_R^0 ausdrückt. Durch die iterative Begrenzung der Amplitude und anschließenden Filterung mit der Übertragungsfunktion $H_{BP}(f)$ findet sukzessive die Signalformung statt. Aus empirischen Untersuchungen wird nach spätestens 15 Iterationsschritten ein auf u_s amplitudenbegrenztes und der Übertragungsfunktion $H_{BP}(f)$ angepasstes Signal $\check{s}_R(t)$ mit Rauschcharakter erreicht.

Die Spreizeigenschaften des so erzeugten Rauschsignals zeigt Abbildung 4.25 anhand des Ergebnisses der Autokorrelationsfunktion. Dargestellt ist das Ergebnis für ein pulsförmiges Rauschsignal der Länge $\tau_p = 50 \mu\text{s}$ sowie eines Ausschnitts aus diesem mit einer Länge von $\tau'_p = 5 \mu\text{s}$. Das Ergebnis der Autokorrelation, das einer idealen Pulskompression entspricht, zeigt, dass im normierten Fall keine signifikante Abweichung bis hin zur sechsten Nebenkeule erkennbar ist. Dies zeigt, dass auch in dem kurzen zeitlichen Ausschnitt von $\tau'_p = 5 \mu\text{s}$

jede Frequenz innerhalb der Bandbreite einen signifikanten Amplitudenbeitrag liefert, der zur entsprechend gleichen Auflösung wie beim Puls der vollen zeitlichen Länge führt. Betrachtet man die maximale Amplitude des Ergebnisses der Autokorrelation, so liegt diese beim zeitlich kürzeren Puls um einen Faktor entsprechend dem kleineren Zeit-Bandbreite-Produkt (vgl. Gl. (2.11)) unterhalb des Pulses der vollen zeitlichen Länge.

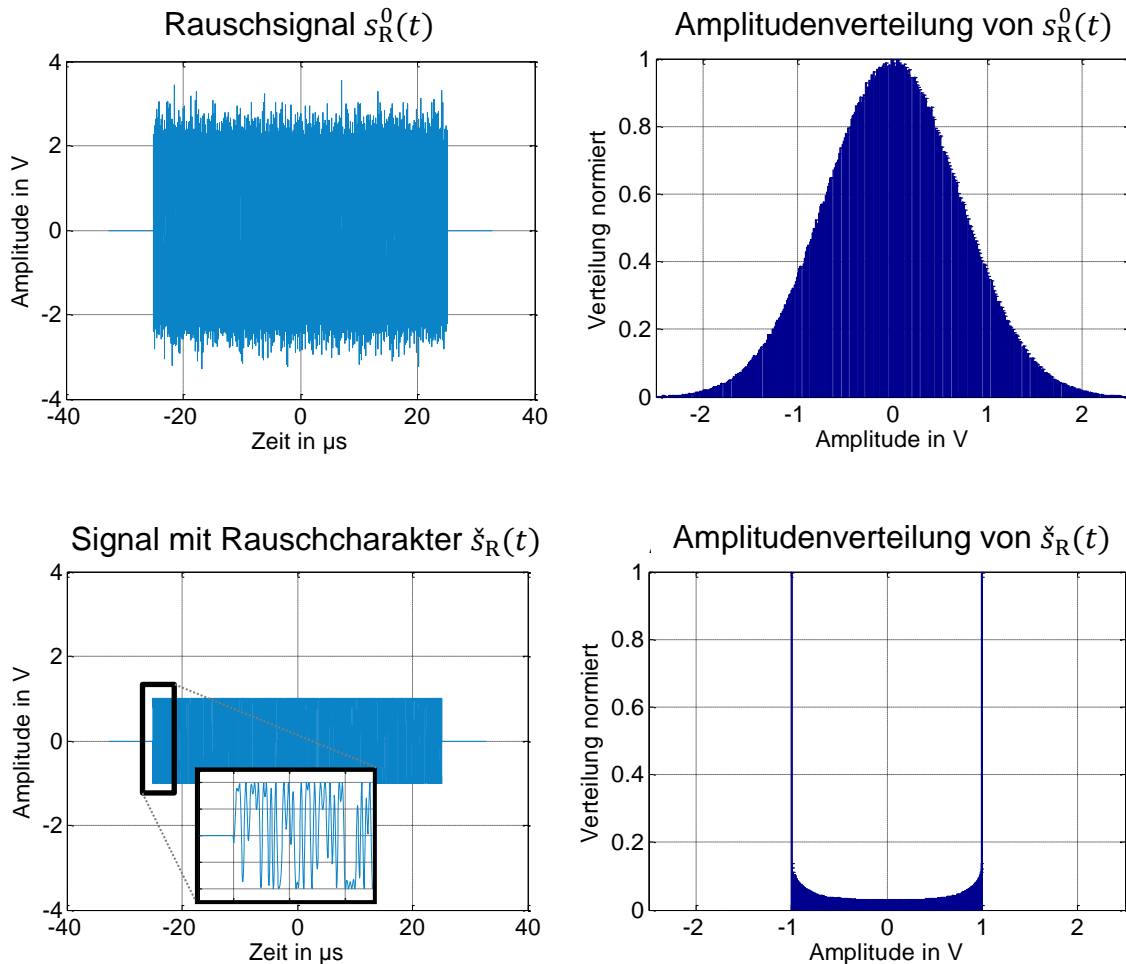


Abbildung 4.23: Oben: Zeitsignal und Amplitudenverteilung eines Gaußschen Rauschsignals mit einer Varianz von $\sigma_R^2 = 0,5 \text{ V}$ und einer entsprechenden Leistung von 10 dBm, basierend auf einem Bezugswiderstand von 50 Ω . Unten: Zeitsignal und Amplitudenverteilung eines Rauschsignals gleicher Leistung, welches aber eine maximale Spannungsamplitude von $u_s = 1 \text{ V}$ besitzt.

Bezüglich der möglichen Unterdrückung von Störungen gegenüber anderen Kommunikationsdiensten im gleichen Frequenzbereich durch Verwendung eines Rauschsignals ist allerdings auch zu beachten, dass diese vom verwendeten Vielfachzugriffsverfahren sowie vom SNR (hier der Energie pro Bit in Form des E_b/N_0 -Wertes [Ohm10]) des Kommunikationsdienstes abhängt. So kann es unter Umständen beispielsweise zu einer geringeren Störung in Form einer niedrigeren Bitfehlerrate (engl.: Bit Error Rate (BER)) kommen, wenn bei Anwendung eines Zeitmultiplexverfahrens (engl.: Time Division Multiple Access TDMA) ein Datenpaket (engl.: Frame) durch die hohe Leistung eines Chirpsignals zwar gestört wird, alle anderen aber aufgrund der zeitlich begrenzten Leistung des Chirpsignals fehlerfrei übertragen werden. Ist der E_b/N_0 -Wert klein, so führt die Anwendung eines Rauschsignals als Radarsendesignal zu dem Umstand, dass der Grundrauschpegel des

Kommunikationssystems scheinbar angehoben wird und mehrerer Datenpakete innerhalb der Radarpulslänge fehlerhaft übertragen werden. In diesem Fall also, wäre die Anwendung eines linear frequenzmodulierten Sinussignals zu bevorzugen.

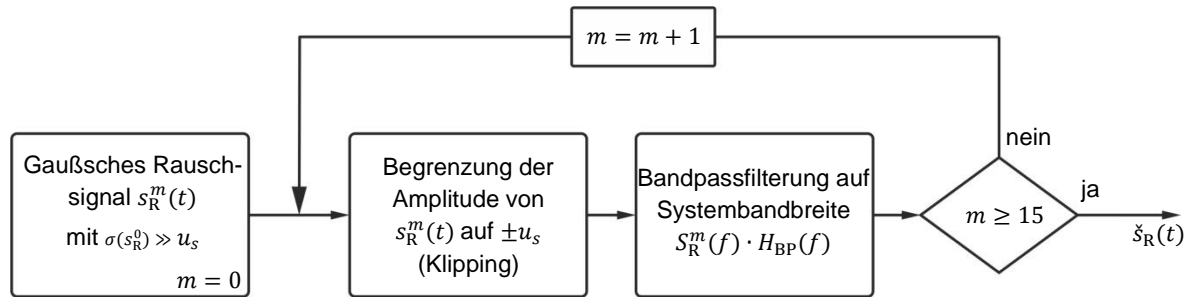


Abbildung 4.24: Ablaufplan für die Erzeugung eines amplitudenbegrenzten Rauschsignals $s_R(t)$ maximaler Leistung, der maximalen Spannungsamplitude u_s und der durch die Übertragungsfunktion $H_{BP}(f)$ vorgegebenen Bandbreite.

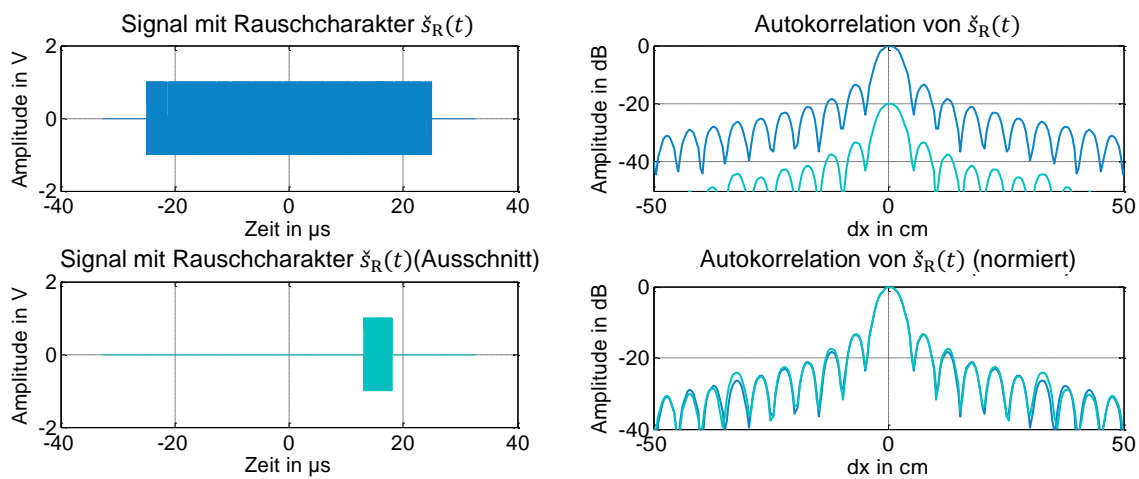


Abbildung 4.25: Links: Zeitsignal des amplitudenbegrenzten Rauschsignals in voller Länge (oben) und für einen zeitlichen Ausschnitt (unten). Rechts: Ergebnis der Autokorrelation des amplitudenbegrenzten Rauschsignals in voller Länge sowie für einen zeitlichen Ausschnitt des Signals.

5 Fehlereinflüsse auf den Abbildungsprozess

Um hochauflösende Radarabbildungen von Objekten im erdnahen Weltraum erstellen zu können, müssen eine Vielzahl von Fehlereinflüssen berücksichtigt werden, die sich ansonsten degradierend auf die ISAR-Bildproduktqualität auswirken würden oder gar die Prozessierung eines ISAR-Bildprodukts aus den gemessenen Rohdaten völlig unmöglich machen. In diesem Kapitel werden die wichtigsten, bei der Radarabbildung von Objekten im Weltraum auftretenden, Fehlereinflüsse in Form ihrer Ursache und ihrer Auswirkung auf die ISAR-Bildproduktqualität vorgestellt.

5.1 Atmosphärische Dämpfung

Als ein unvermeidbarer und grundlegender Störeinfluss ist die atmosphärische Dämpfung zu sehen. Die elevationsabhängige atmosphärische Dämpfung A_{atm} für einen Ausbreitungspfad Erde-Weltraum lässt sich nach [ITU09] näherungsweise folgendermaßen berechnen:

$$A_{\text{atm}} = \frac{A_t + A_f}{\sin E} = \frac{h_0 \gamma_0 e^{-h_s/h_0} + h_f \gamma_f e^{-h_s/h_f}}{\sin E} \quad (5.1)$$

Hierbei ist E der Elevationswinkel, A_t die Dämpfung aufgrund des Anteils der trockenen Luft, die hauptsächlich durch die Absorption durch Sauerstoffmoleküle entsteht, und A_f die Dämpfung aufgrund des Wasserdampfgehalts in der Atmosphäre. Die Größe h_s beschreibt die Höhe des Radarsystems über dem mittleren Meeresspiegel (Normalhöhennull). Des Weiteren sind γ_t und γ_f die spezifischen Dämpfungen der entsprechenden Anteile in dB/km entsprechend Abbildung 5.2. Die äquivalente Höhe h_f des Anteils aus Wasserdampf erhält man mit

$$h_f = 1,66(1 + u_1 + u_2 + u_3), \quad (5.2)$$

wobei

$$u_1 = \frac{1,39\sigma_f}{(f - 22,235)^2 + 2,56\sigma_f}, \quad (5.3)$$

$$u_2 = \frac{3,37\sigma_f}{(f - 183,31)^2 + 4,69\sigma_f}, \quad (5.4)$$

$$u_3 = \frac{1,58\sigma_f}{(f - 325,1)^2 + 2,89\sigma_f}, \quad (5.5)$$

und

$$\sigma_f = \frac{1,013}{1 + e^{-8,6(p_n - 0,57)}}. \quad (5.6)$$

Dabei ist $p_n = p/1013$ und p der am Boden gemessene Luftdruck in hPa sowie f die Frequenz in GHz. Die äquivalente Höhe h_t des Anteils der trockenen Luft erhält man mit

$$h_t = \frac{6,1}{1 + 0,17p_n^{-1,1}} (1 + t_1 + t_2 + t_3), \quad (5.7)$$

wobei

$$t_1 = \frac{4,64}{1 + 0,066p_n^{-2,3}} \cdot e^{-\left(\frac{f-59,7}{2,87+12,4 \cdot e^{-7,9p_n}}\right)^2}, \quad (5.8)$$

$$t_2 = \frac{0,14 \cdot e^{2,12p_n}}{(f - 118,75)^2 + 0,031 \cdot e^{2,2p_n}}, \quad (5.9)$$

$$t_3 = \frac{0,0114f}{1 + 0,14p_n^{-2,6}} \cdot \frac{-0,0247 + 0,0001f + 1,61 \cdot 10^{-6}f^2}{1 - 0,0169f + 4,1 \cdot 10^{-5}f^2 + 3,2 \cdot 10^{-7}f^3}. \quad (5.10)$$

Für Frequenzen kleiner 70 GHz lässt sich h_t vereinfacht abschätzen mit

$$h_t \leq 10,7 \cdot p_n^{0,3} \quad \forall f < 70 \text{ GHz}. \quad (5.11)$$

Diese vereinfachte Berechnungsvorschrift ist eine ausreichende Näherung zur Berechnung der atmosphärischen Dämpfung im Bereich der frequenzabhängigen Transmissionsfenster. Im Bereich der Absorptionslinien, wie beispielsweise um 60 GHz, führt diese Näherung zu einer größeren Abweichung [ITU09]. Da in der Fernerkundung zur Erd- oder Weltraumbeobachtung die Wahl der Frequenz sinnvollerweise auf den Bereich der Transmissionsfenster fällt, lässt sich in der hier vorliegenden Arbeit dieser vereinfachte Algorithmus daher anwenden.

Abbildung 5.1 zeigt die mit Gl. (5.1) bestimmte Einwegdämpfung der Atmosphäre für die Radarmittenfrequenzen $f_m = 10$ GHz, 30 GHz und 80 GHz, die alle im Bereich von Transmissionsfenstern mit geringer spezifischer Gesamtdämpfung liegen (vgl. Abbildung 5.2 und Abbildung 5.3).

Die neben der in dieser Arbeit verwendeten Frequenz gewählten höheren Frequenzen wurden zum einen aus Gründen der Vergleichbarkeit und zum anderen für die im späteren Verlauf der Arbeit weiterführenden Betrachtungen eines zukünftigen Radarsystems zur Weltraumbeobachtung berechnet (siehe Kapitel 7).

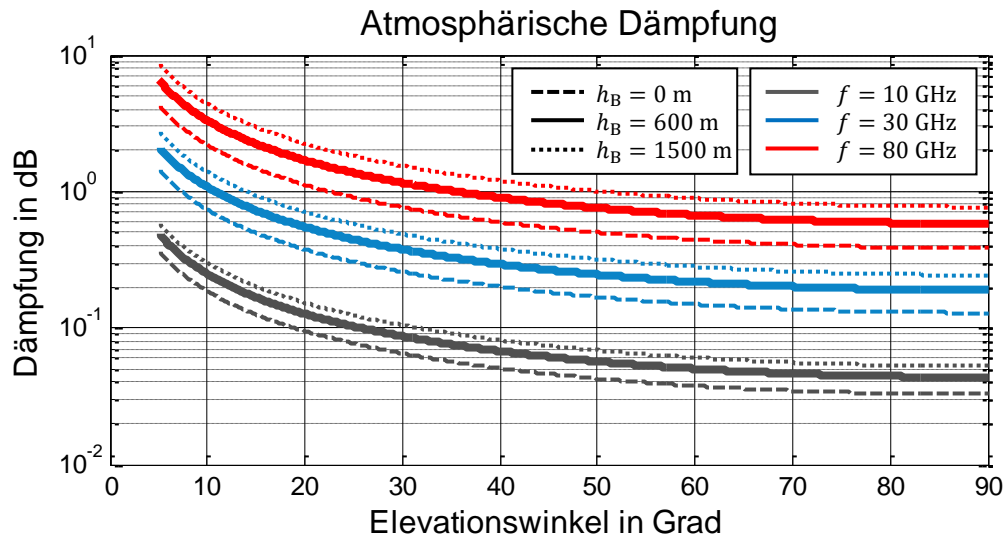


Abbildung 5.1: Einwegdämpfung der Atmosphäre in Abhängigkeit des Elevationswinkels E für verschiedene Frequenzen sowie unterschiedlichen Höhen h_B des Radarsystems über dem mittleren Meeresspiegel (Normalhöhennull).

Des Weiteren wurden drei verschiedene Höhenlagen eines möglichen Radarstandortes berücksichtigt, wobei die Höhenlage von $h_B = 600$ m über dem mittleren Meeresspiegel der Höhe des Radarsystems während den experimentellen Untersuchungen entspricht. Grundlage der Berechnung waren die aus Abbildung 5.2 gewonnenen spezifischen Dämpfungen der entsprechenden Frequenzen sowie der entsprechend der Höhenlage mittlere Luftdruck (Anhang A.2). Die Dämpfung in Abhängigkeit der Frequenz für einen Elevationswinkel $E = 90^\circ$ (Zenit) zeigt Abbildung 5.3.

Tabelle 5.1: Spezifische Dämpfungen sowie Luftdruckwerte als Grundlage für die Berechnung der in Abbildung 5.1 dargestellten Dämpfungswerte.

Frequenz	10 GHz	30 GHz	80 GHz
Spezifische Dämpfung γ_t	$8 \cdot 10^{-3}$ dB/km	0,021 dB/km	0,056 dB/km
Spezifische Dämpfung γ_f	$6,5 \cdot 10^{-3}$ dB/km	0,08 dB/km	0,3 dB/km
Höhe (m ü. NHN)	0 m	600 m	1500 m
Mittlerer Luftdruck p	1013 hPa	938,1 hPa	835,8 hPa

Wie den Graphen entnommen werden kann, so liegen für die betrachteten Frequenzen Dämpfungswerte zwischen wenige Zehntel bis wenige Dezibel Einwegdämpfung je nach Sensorhöhe und Sichtwinkel vor. Dieser Umstand macht grundsätzlich die Anwendung aller drei Frequenzbereiche für die betrachtete Anwendung möglich. Es ist ferner bekannt, dass weitere atmosphärische Einflüsse wie Regen, Schnee oder auch Wolken einen je nach Frequenzbereich und Intensität der Erscheinung recht starken Einfluss auf die Signaldämpfung haben können. Dieser Umstand wird hier aber nicht weiter betrachtet, da es sich um temporäre Ereignisse handelt, die sich grundsätzlich im Wesentlichen dann auf das SNR im finalen Bildprodukt niederschlagen und für die hier eher system- und verfahrensorientierte Betrachtung zunächst irrelevant sind. Eine Berücksichtigung der Einflüsse von Wolken und Regen findet dann in den in Kapitel 7 vorgestellten Untersuchungen statt.

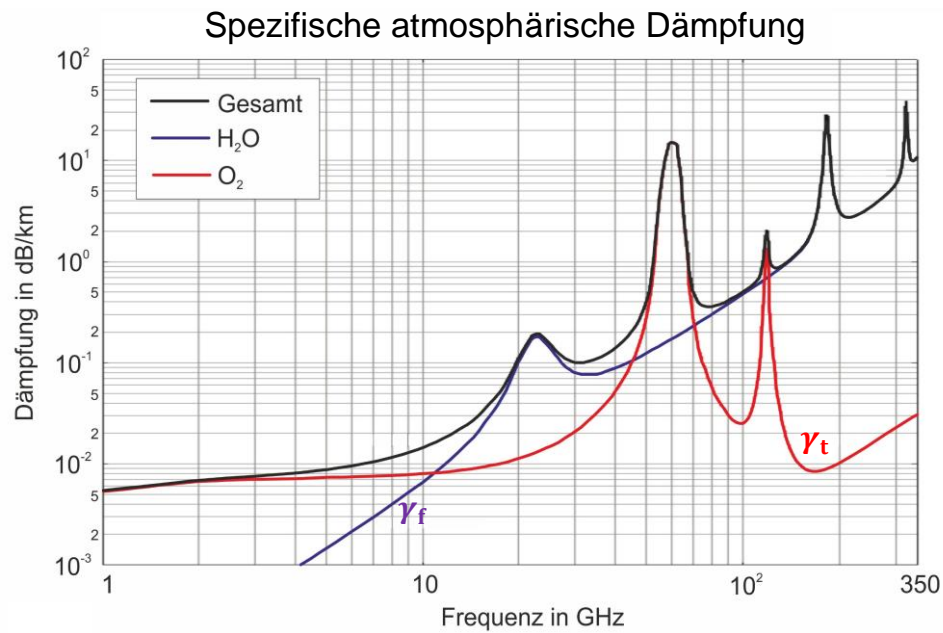


Abbildung 5.2: Spezifische Dämpfung für die trockene (O_2) und feuchte (H_2O) Komponente der Atmosphäre in Abhängigkeit der Frequenz nach [ITU09], berechnet für einen Luftdruck von 1013 hPa, eine Temperatur von 15°C und einen Wassergehalt von 7,5 g/m³ ($\hat{=}$ relative Luftfeuchtigkeit ~ 60%).

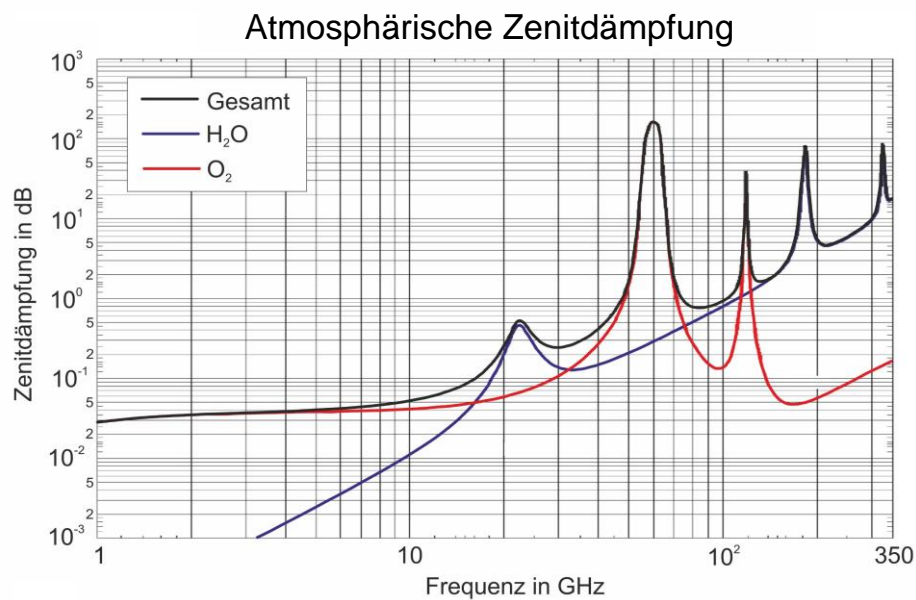


Abbildung 5.3: Dämpfung im Zenit ($E = 90^\circ$) der trockenen (O_2) und feuchten (H_2O) Komponente sowie der Gesamtdämpfung der Atmosphäre in Abhängigkeit der Frequenz nach [ITU09], berechnet für einen Luftdruck von 1013 hPa, einer Temperatur von 15°C und einen Wassergehalt von 7,5 g/m³ ($\hat{=}$ relative Luftfeuchtigkeit ~ 60%).

5.2 Atmosphärische Laufzeitverzögerung

Zu den möglichen Fehlereinflüssen der Atmosphäre mit den größten Auswirkungen auf die ISAR-Bildproduktqualität zählt die durch die Ionosphäre und Troposphäre hervorgerufene Laufzeitverzögerung. Wird diese Laufzeitverzögerung nicht berücksichtigt, führt dies zu einer scheinbar falschen Aufnahmegeometrie, was eine entsprechend degradierende Wirkung auf die Qualität des prozessierten Bildprodukts hat. Zusätzlich stellt die Ionosphäre ein stark dispersives Medium dar, weshalb grundsätzlich die Laufzeitverzögerung in Abhängigkeit der Frequenz betrachtet werden muss. Im Folgenden sind die Auswirkungen basierend auf der Abbildungsgeometrie sowie in Abhängigkeit der atmosphärischen Parameter aufgezeigt.

5.2.1 Einflüsse der Ionosphäre

Die Ionosphäre ist ein Bereich der Atmosphäre die durch die hochenergetische Strahlung der Sonne ionisiert wird und deshalb zum Teil aus freien Elektronen und Ionen besteht. Sie beginnt bei einer Höhe von etwa 85 km über der Erdoberfläche und erreicht ihre größte Elektronendichte bei ungefähr 300 km und erstreckt sich bei abnehmender Elektronendichte durchaus bis 1000 km Höhe. Im Hinblick auf niedrig fliegende Objekte ist deshalb auch zu beachten, dass die Umlaufbahn innerhalb des Bereichs der Ionosphäre liegen kann, was bei der späteren Berechnung der Laufzeitverzögerung des Signals berücksichtigt werden muss. Die Laufzeitverzögerung hängt indes von der Sendefrequenz und der Anzahl an freien Elektronen innerhalb der Ionosphäre ab. Hierbei ist die Anzahl an freien Elektronen von vielen Faktoren abhängig. Zum einen überwiegt in der Nacht der Rekombinationsprozess, bei dem sich Elektronen und Ionen ladungsmäßig wieder neutralisieren, was dazu führt, dass in der Nacht die Anzahl an freien Elektronen deutlich geringer ist wie tagsüber. Des Weiteren spielt die geographische Lage eine wichtige Rolle, wobei durch die lotrechte Sonneneinstrahlung am Äquator die größte Konzentration freier Elektronen auftritt. Hinzu kommt, durch die über das Jahr hinweg variierende solare Strahlungsintensität, eine Abhängigkeit entsprechend den Jahreszeiten. Über einen langen Zeitraum betrachtet, spielt des Weiteren die zyklische Sonnenaktivität eine Rolle, bei der mit einer durchschnittlichen Periode von ungefähr 11 Jahren, durch die Entstehung von Sonnenflecken die Intensität der Emission hochenergetischer, ionisierender Strahlung variiert [Lev10] [Klo87].

Kenntnis über die genaue Signalverzögerung der Ionosphäre ist besonders bei Navigationssystemen wie GPS, Galileo,... von großer Bedeutung, um eine fehlerhafte Positionsbestimmung zu vermeiden. Durch die signifikante Dispersivität der Ionosphäre bei den GNSS² Frequenzen lässt sich hier allerdings durch Kombination zweier Messungen bei unterschiedlicher Frequenz die Laufzeitverzögerung, und somit der Einfluss der Ionosphäre, im Empfänger (Navigationsgerät) bestimmen. Im Fall des Radarsystems ist dies im Allgemeinen nicht möglich ohne genauere Informationen über die Ionosphäre vorliegen zu haben. Um den Einfluss der Ionosphäre bei gegebener Sendefrequenz bestimmen zu können, ist somit die Kenntnis über die Anzahl an freien Elektronen notwendig, die die Signallaufzeit bestimmt. Diese wird durch den sogenannten TEC (engl.: Total Electron Content) Wert ausgedrückt und in sogenannten TEC-Units angegeben, wobei 1 TECU einer Anzahl von 10^{16} Elektronen/m² entspricht. Der Bezug „pro m²“ ergibt sich daraus, dass der TEC-Wert die Anzahl der freien Elektronen in einer durch die gesamte Ionosphärenschicht gehende, gedachte Säule mit der Grundfläche von 1x1 Meter angibt. Somit ergibt sich der TEC-Wert durch Integration über die Elektronendichte entlang einer zur Erdoberfläche senkrecht stehenden Geraden. Dies entspricht einem Elevationswinkel von 90°, weshalb die Bezeichnung

² Global Navigation Satellite System (GNSS)

vertikaler TEC (engl.: vertical TEC \rightarrow vTEC) verwendet wird. Für eine beliebige Blickrichtung, wie es in der Praxis meist der Fall ist, muss dieser Wert in einen geneigten TEC-Wert (engl.: slant TEC \rightarrow sTEC) umgerechnet werden, der einer Integration der Elektronendichte entlang eines beliebigen Ausbreitungspfades entspricht. Im Folgenden wird nun die durch die Ionosphäre hervorgerufene Signalverzögerung anhand der Frequenz und der Anzahl an freien Elektronen analytisch beschrieben.

Die Laufzeit t_A eines Signals in Abhängigkeit der Frequenz und der Elektronendichte N_e berechnet sich zu [Hag09]

$$t_A = \frac{1}{c_0} \int_{s_A}^{s_E} \left[1 - \frac{N_e q_e^2}{2\varepsilon_0 m_e \omega_K^2} \right]^{-1/2} ds \approx \frac{1}{c_0} \int_{s_A}^{s_E} \left[1 + \frac{N_e q_e^2}{2\varepsilon_0 m_e \omega_K^2} \right] ds, \quad (5.12)$$

wobei q_e , m_e die Ladung bzw. Masse eines Elektrons ist, ε_0 die Permittivität des Vakuums sowie c_0 die Lichtgeschwindigkeit. Damit ergibt sich für die durch die in der Ionosphäre vorhandenen freien Elektronen eine zusätzliche Signallaufzeit von

$$\Delta t_{\text{Ion}} \approx \frac{1}{c_0} \int_{s_A}^{s_E} \frac{N_e q_e^2}{2\varepsilon_0 m_e \omega_K^2} ds = \frac{1}{c_0} \frac{q_e^2}{2\varepsilon_0 m_e \omega_K^2} \int_{s_A}^{s_E} N_e ds, \quad (5.13)$$

die wiederum einer zusätzlichen Wegstrecke von Δs_{Ion} entspricht. Mit dem Elektronenradius $r_e = q_e^2 / (4\pi\varepsilon_0 m_e c_0^2) \approx 2,818 \cdot 10^{-15} \text{ m}$ lässt sich diese Wegstrecke schreiben als

$$\Delta s_{\text{Ion}} = c_0 \cdot \Delta t_{\text{Ion}} = \frac{c_0^2 r_e}{2\pi} \frac{1}{f^2} \int_{s_A}^{s_E} N_e ds = \kappa_{\text{ion}} \frac{1}{f^2} \int_{s_A}^{s_E} N_e ds. \quad (5.14)$$

Berücksichtigt man, dass sich der geneigte TEC (sTEC) durch die Integration entlang des Ausbreitungsweges ergibt, und damit $sTEC = \int N_e ds$ ist und der Vorfaktor mit dem Wert $\kappa_{\text{ion}} = c_0^2 r_e / 2\pi \approx 40,308193 \text{ m} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{Hz}^2$ abgeschätzt werden kann, ergibt sich

$$\Delta s_{\text{Ion}} = \frac{40,3}{f^2} \cdot sTEC. \quad (5.15)$$

Gleichung (5.15) zeigt durch die reziproke quadratische Frequenzabhängigkeit, dass besonders bei niedrigen Frequenzen eine große Beeinflussung durch die Ionosphäre erwartet werden muss. Zudem ist die Verzögerung linear von der Anzahl an freien Elektronen abhängig. Ist die Elektronendichte der Ionosphäre nur in vTEC Werten verfügbar, lässt sich unter der Annahme einer einzigen Ionosphärenschicht abhängig vom Elevationswinkel E eine Umrechnung wie folgt durchführen [Jak11]:

$$sTEC = vTEC \cdot \left(1 - \left(\frac{R_E \cos E}{R_E + h_{\text{ion}}} \right)^2 \right)^{-1/2} \quad (5.16)$$

Hierbei sind R_E der Radius der Erde und h_{ion} die Dicke der Ionosphärenschicht.

Aktuelle Werte für die Elektronendichte werden z.B. vom DLR im sogenannten „Space Weather Application Center“³ (SWACI) über das „Space Weather European Network“ (SWENET) stündlich bereitgestellt. Abbildung 5.4 zeigt die Elektronendichte der Ionosphäre für Europa für einen einzigen Zeitpunkt (links), sowie die mittlere Elektronendichte über einen Zeitraum von 27 Tagen (rechts). Es ist deutlich zu erkennen, dass die Elektronendichte in südlicher Richtung aufgrund der dort stärkeren Strahlungsintensität der Sonne zunimmt. Ansonsten ist die Elektronendichte über der Zeit gesehen und auch örtlich im europäischen Raum relativ konstant. Der Fehler der dargestellten TEC-Karten beläuft sich laut SWACI auf weniger als 1 TECU.

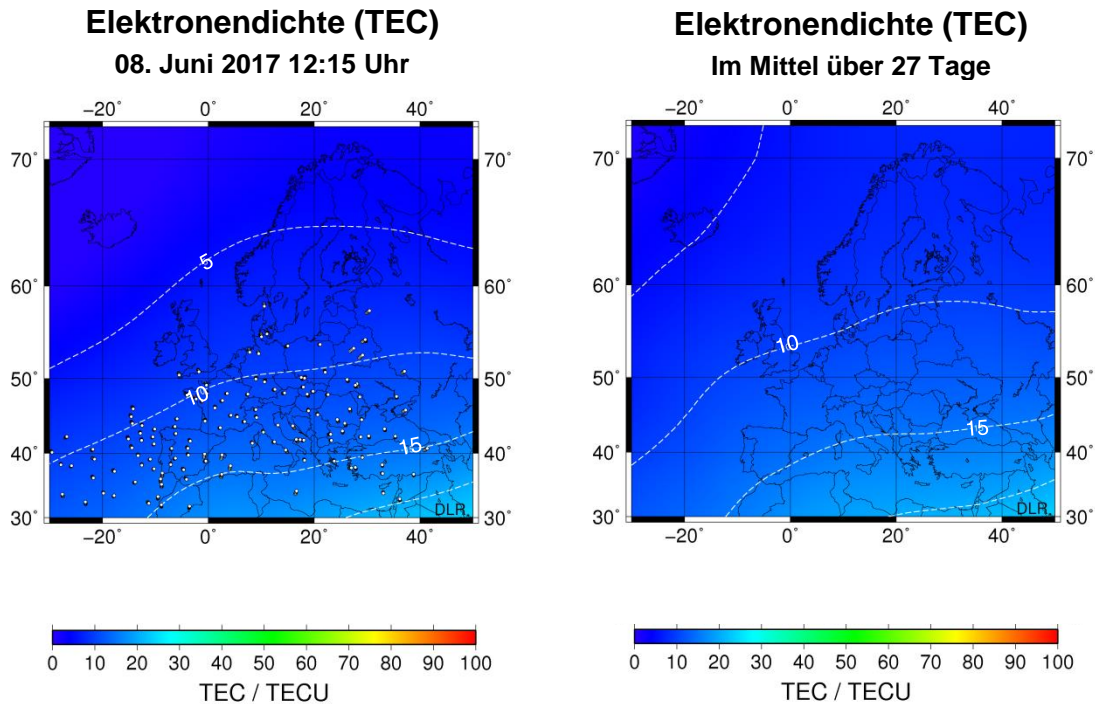


Abbildung 5.4: Elektronendichte in TECU für Europa um die Mittagszeit (links) sowie im Mittel über einen Zeitraum der letzten 27 Tage ausgehend vom 8. Juni 2017 (rechts) - Angaben vom SWACI.

Abbildung 5.5 zeigt die mit Gl. (5.15) bestimmte Verzögerung in Form der Weglänge sowie der Zeit für drei verschiedene Elektronendichten in Abhängigkeit der Frequenz. Der Frequenzbereich deckt entsprechend den Bereich des IoSiS-0-Systems ab. Es zeigt sich, dass im Extremfall bei einer Elektronendichte von 100 TECU die Einwegverzögerung bei 8 GHz einer Weglängendifferenz von $\Delta s_{\text{Ion}} = 63 \text{ cm}$ bzw. einer Laufzeitverzögerung von $\Delta t_{\text{Ion}} = 2,1 \text{ ns}$ entspricht, und sich auf 21 cm bzw. 0,7 ns bei 14 GHz verringert. Betrachtet man die in Abbildung 5.4 dargestellten Werte für die Elektronendichte, so sind diese hohen Werte für den europäischen Raum nicht realistisch aber in niedrigeren Breitengraden im Extremfall durchaus erreichbar. Bei einer Elektronendichte von 30 TECU beträgt die Verzögerung bei einer Frequenz von 8 GHz noch $\Delta t_{\text{Ion}} = 0,83 \text{ ns}$, was einer Weglänge von $\Delta s_{\text{Ion}} = 25 \text{ cm}$ entspricht, und verringert sich bei der Abnahme der Elektronendichte auf 10 TECU auf 0,21 ns bzw. 6,2 cm. Auch die Änderung der Verzögerung über der Frequenz nimmt mit steigender Elektronendichte zu. Beträgt sie bei einem Wert von 10 TECU im gezeigten Frequenzbereich $\Delta s_{\text{Ion}} = 4,2 \text{ cm}$, was einer Laufzeitdifferenz von $\Delta t_{\text{Ion}} = 0,14 \text{ ns}$ entspricht, erhöht sich diese auf 16,9 cm ($\pm 0,56 \text{ ns}$) bei 30 TECU bzw. auf 0,42 cm

³ Space Weather Application Center - Ionosphere (SWACI)
<http://swaciweb.dlr.de/daten-und-produkte/>

($\approx 1,4$ ns) bei 100 TECU. Diese frequenzabhängige Laufzeitverzögerung, die einer über der Frequenz variierenden Gruppenlaufzeit entspricht, hat damit besonders bei Systemen mit niedriger Mittenfrequenz und sehr großer relativer Bandbreite, wie es bei dem in dieser Arbeit verwendeten Radarsystem der Fall ist, einen deutlichen Einfluss. Dieser Einfluss sowie die Degradierung der Qualität einer ISAR-Abbildung durch die Ionosphäre werden im Folgenden anhand von Simulationsergebnissen dargestellt.

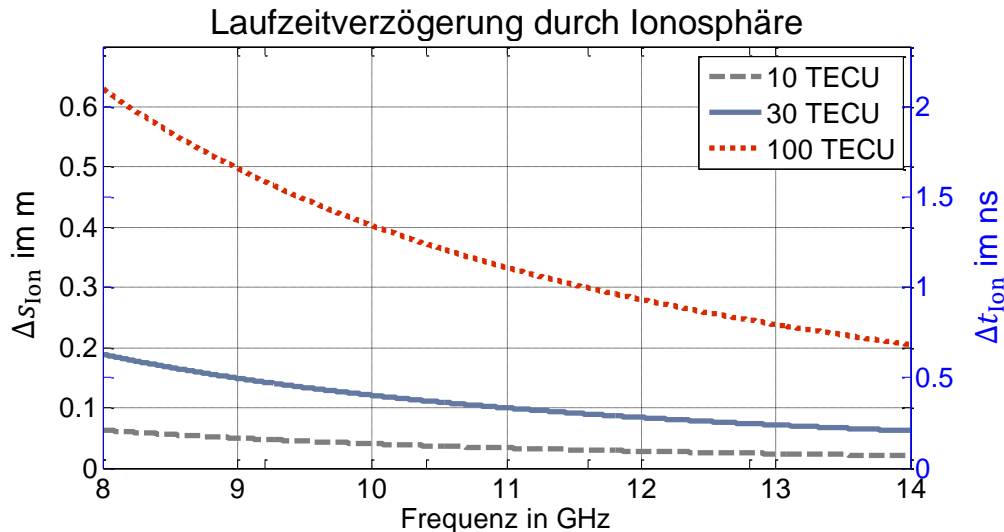


Abbildung 5.5: Durch die Ionosphäre verursachte streckenmäßige und zeitliche vertikale Verzögerung (Einweg) für verschiedene Werte der Elektronendichte in TECU in Abhängigkeit der Frequenz.

Der Einfluss, den die Ionosphäre auf den Abbildungsprozess von Objekten im Weltraum hat, hängt bei gegebenen Parametern der Ionosphäre sowie festen Radarsystemeigenschaften stark von der Aufnahmegeometrie ab. Dies liegt zum einen darin, dass die Verzögerung bei niedrigen bis mittleren Elevationswinkeln deutlich größer ist als im Zenit. Zum anderen ist die Winkelgeschwindigkeit des Objekts vom Radarsystem aus betrachtet zudem bei solchen Elevationswinkeln geringer als im Zenit. Dies führt dazu, dass das Objekt bei diesen Elevationswinkeln für einen fest vorgegebenen Azimutwinkelbereich über einen größeren Elevationswinkelbereich beleuchtet werden muss, was zu einer größeren Variation der Laufzeitverzögerung der Ionosphäre innerhalb des notwendigen Azimutwinkelbereichs führt. Deshalb basieren die im Folgenden in Abbildung 5.6 bis Abbildung 5.8 gezeigten Simulationsergebnisse auf einem mittleren Elevationswinkel von etwa $E = 50^\circ$. Des Weiteren wurde eine Umlaufbahnhöhe von $h_{SL} = 700$ km (mit einer Exzentrizität $\varepsilon = 0$) angenommen. Der Azimutwinkelbereich ist jeweils so gewählt, dass bei gegebener Signalbandbreite eine näherungsweise quadratische Auflösungszelle entsteht. Die Ionosphäre wurde mit einem vTEC-Wert von konstant 30 TECU modelliert, wobei der sTEC-Wert für den jeweiligen Elevationswinkel berechnet wurde.

Dargestellt ist jeweils das ISAR-Bild mit und ohne Einfluss der Ionosphäre. Zudem sind die Schnittbilder in Entfernungs- und Azimutrichtung durch das jeweilige Maximum des rückprojizierten ISAR-Bildes zu sehen. Als Bildqualitätsparameter sind die Auflösung in Form der Halbwertsbreite (HWB), sowie das Leistungsverhältnis zwischen Haupt- und Nebenkeulen in Form des ISLR (engl.: Integrated Side Lobe Ratio) angegeben. Als Zielobjekt dient ein winkel- und frequenzunabhängiges Streuzentrum, welches ohne äußere Fehlereinflüsse eine ideale Punktzielantwort des Radarsystems liefern würde.

Abbildung 5.6 zeigt die Auswirkungen der frequenzabhängigen Laufzeitverzögerung der Ionosphäre auf die Punktzielantwort bei einer Bandbreite des Radarsystems von $B=400$ MHz bei einer Mittenfrequenz von $f_m=8,2$ GHz. Aufgrund der geringen Bandbreite hat die Dispersion keine sichtbaren Auswirkungen auf die Punktzielantwort in Entfernungsrichtung betrachtet. Eine Verschiebung um etwa $\Delta s=10$ cm ist in Entfernungsrichtung jedoch deutlich zu erkennen. In Azimutrichtung dagegen ist die Degradierung der Punktzielantwort deutlich zu erkennen. Das ISLR nimmt um etwa 2 dB ab und die Nebenkeulendämpfung verringert sich auf etwa 11,5 dB. Dies zeigt, dass auch schon bei geringen Bandbreiten und dementsprechend geringer Auflösung eine signifikante Beeinflussung durch die Ionosphäre entstehen kann.

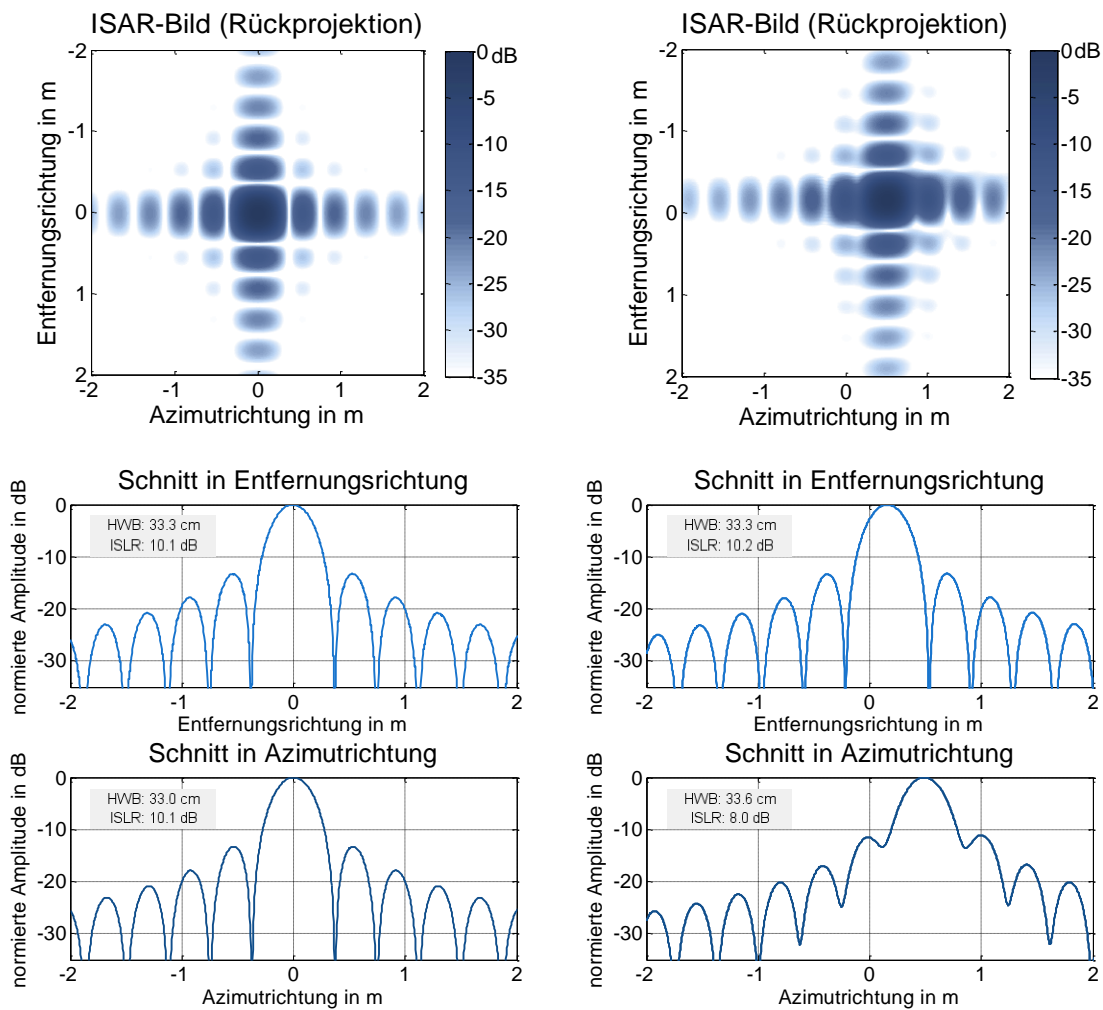


Abbildung 5.6: Auswirkungen der frequenzabhängigen Laufzeitverzögerung der Ionosphäre auf die Punktzielantwort bei einer Bandbreite von $B=400$ MHz (8-8,4 GHz). Dargestellt ist das rückprojizierte ISAR-Bild ohne Einfluss der Ionosphäre mit zugehörigen Schnittbildern (links), sowie mit Einfluss der Ionosphäre (rechts). Als Bildqualitätsparameter sind die Halbwertsbreite (HWB) und das Integrated Side Lobe Ratio (ISLR) angegeben.

Der Einfluss der Ionosphäre wird umso deutlicher je größer die verwendete Radarsystembandbreite und damit die räumliche Auflösungsfähigkeit werden. Abbildung 5.7 zeigt die Auswirkungen der Ionosphäre auf die Punktzielantwort bei einer Bandbreite des Radarsystems von $B=3$ GHz bei einer Mittenfrequenz von $f_m=9,5$ GHz.

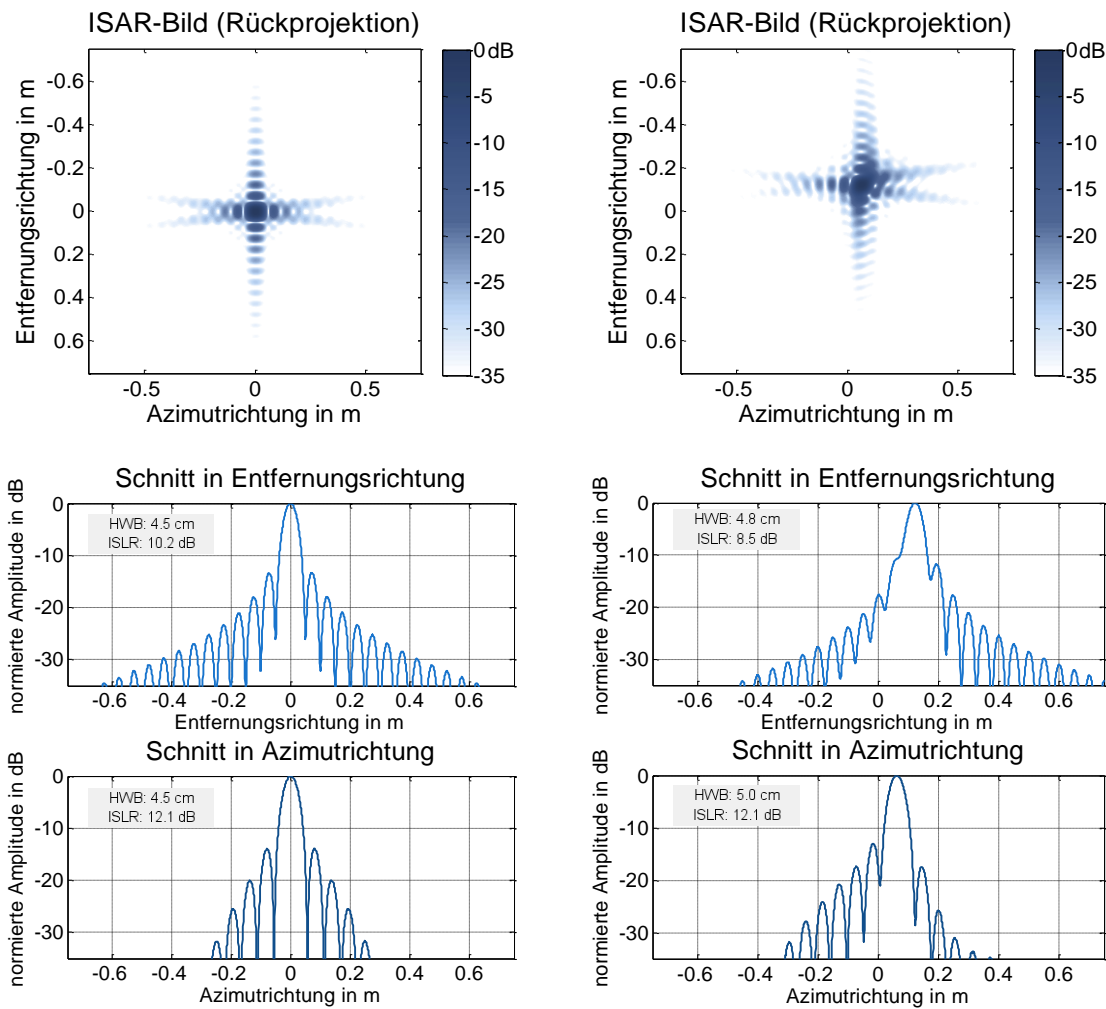


Abbildung 5.7: Auswirkungen der frequenzabhängigen Laufzeitverzögerung der Ionosphäre auf die Punktzielantwort bei einer Bandbreite von 3 GHz (8-11 GHz). Dargestellt ist das rückprojizierte ISAR-Bild ohne Einfluss der Ionosphäre mit zugehörigen Schnittbildern (links), sowie mit Einfluss der Ionosphäre (rechts). Als Bildqualitätsparameter sind die Halbwertsbreite (HWB) und das Integrated Side Lobe Ratio (ISLR) angegeben.

Im rückprojizierten ISAR-Bildprodukt ist nun eine Degradierung in beide Ortsrichtungen deutlich zu erkennen. Interessant hierbei ist, dass sich die Auflösung in Form der Halbwertsbreite aber nur leicht ändert. Das ISLR dagegen nimmt zumindest in Entfernungsebene ab, was damit durch die geringere Leistung in der Hauptkeule bzw. der größeren Leistung in den Nebenseiten zu einem verringerten Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) führen würde. Dies ist in der hier gezeigten Darstellung nicht erkennbar, da die dargestellten Bildprodukte jeweils auf das eigene Maximum normiert wurden. Weiterhin ist in beiden Ortsrichtungen eine Verschiebung des Punktzels festzustellen. Wird nun die Bandbreite noch weiter erhöht, zeigen sich die Auswirkungen der Ionosphäre noch deutlicher. Abbildung 5.8 zeigt dies bei einer Bandbreite des Radarsystems von $B = 6$ GHz und einer Mittenfrequenz von $f_m = 11$ GHz. In Entfernungsebene ist jetzt eine signifikante Verschlechterung der Auflösung von ideal mit $\Delta r_{\text{entf}} = 2,2$ cm auf degradiert mit $\Delta r_{\text{entf}} = 4,1$ cm festzustellen, sowie eine Verschlechterung des ISLR um knapp 2 dB. In Azimutrichtung ist die Degradierung in Form der Verschlechterung der Nebenseitenunterdrückung zu sehen, was durch das um 5 dB verringerte ISLR bestätigt wird.

Als Fazit dieser Betrachtungen lässt sich zusammenfassen, dass die Ionosphäre je nach Mittelfrequenz und genutzter Bandbreite eine deutliche Auswirkung auf die Abbildung eines Weltraumobjekts haben kann. Es sei hierzu aber nochmals erwähnt, dass die Auswirkungen auch sehr stark von der jeweiligen Aufnahmegeometrie abhängen, weshalb bei der Erstellung der hier gezeigten Simulationsergebnisse eine solche Aufnahmegeometrie gewählt wurde, bei welcher die Ionosphäre einen signifikanten Einfluss hat. Vergleicht man des Weiteren die drei Simulationsergebnisse, die zwar mit unterschiedlicher Bandbreite, aber mit einer identischen Aufnahmegeometrie durchgeführt wurden, und betrachtet ferner die Auswirkungen auf die jeweilige Punktzielantwort, so gilt es festzustellen, dass die Ionosphäre durchaus sämtliche Bildqualitätsparameter merklich beeinflussen kann, wobei nicht immer alle gleich stark betroffen sein müssen.

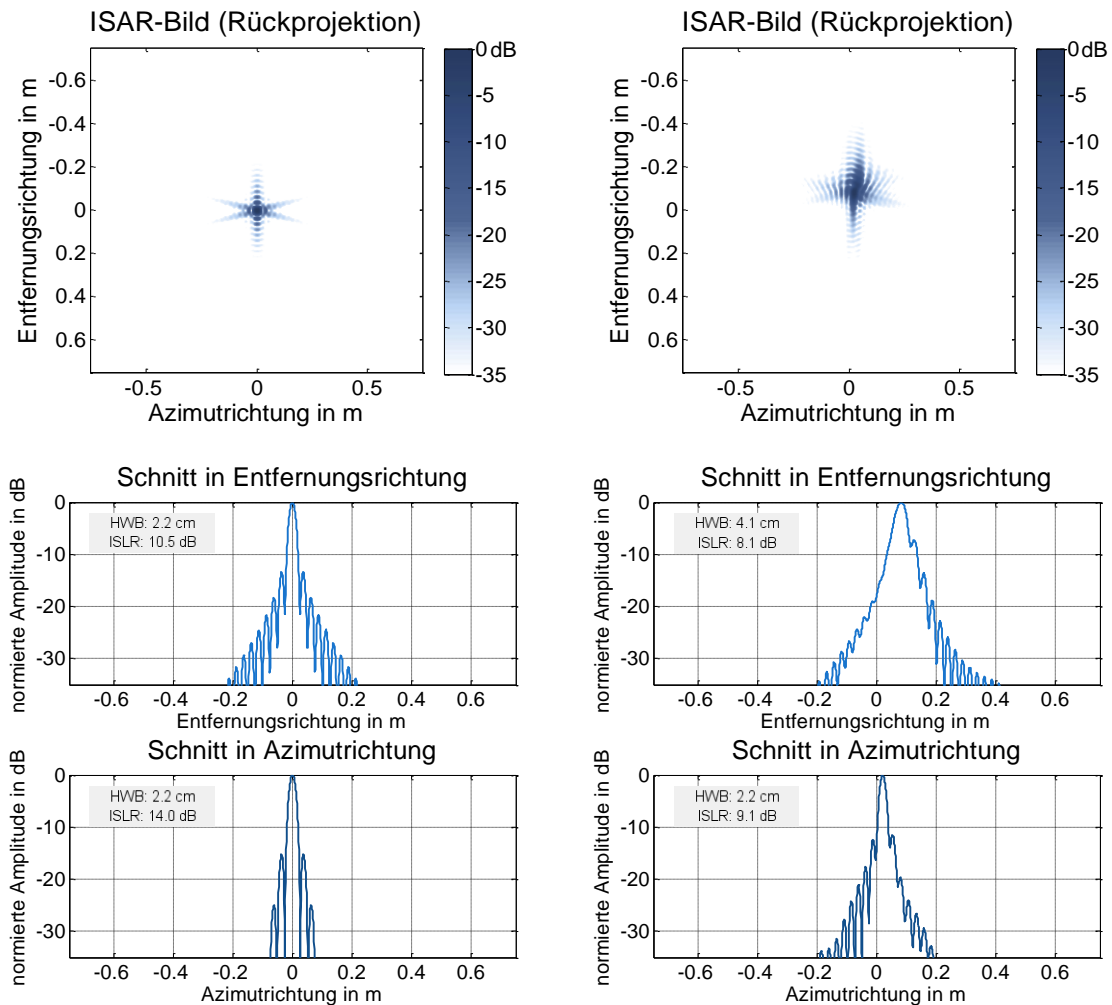


Abbildung 5.8: Auswirkungen der frequenzabhängigen Laufzeitverzögerung der Ionosphäre auf die Punktzielantwort bei einer Bandbreite von 6 GHz (8-14 GHz). Dargestellt ist das rückprojizierte ISAR-Bild ohne Einfluss der Ionosphäre mit zugehörigen Schnittbildern (links), sowie mit Einfluss der Ionosphäre (rechts). Als Bildqualitätsparameter sind die Halbwertsbreite (HWB) und das Integrated Side Lobe Ratio (ISLR) angegeben.

5.2.2 Einflüsse der Troposphäre

Im Gegensatz zur Ionosphäre ist die durch die Troposphäre verursachte Laufzeitverzögerung unterhalb von etwa 15 GHz nicht abhängig von der Frequenz [Col99], weshalb sich diese

nicht einfach durch Kombination zweier Messungen bei unterschiedlicher Frequenz bestimmen lässt. Daher kann die troposphärische Laufzeitverzögerung nur anhand des Brechungsindex bestimmt werden, welcher wiederum anhand von Atmosphärenmodellen und aktuellen meteorologischen Daten wie Temperatur, Luftdruck, Luftfeuchtigkeit, usw. nur näherungsweise bestimmt werden kann. Da aber keine Frequenzabhängigkeit vorliegt, entspricht die Gruppenlaufzeit bzw. Gruppengeschwindigkeit der Phasenlaufzeit bzw. Phasengeschwindigkeit der Signale und umgekehrt. Mit dem Brechungsindex n des Mediums gilt damit für die Brechungsindizes bzgl. Gruppen- und Phasengeschwindigkeit n_g und n_p :

$$n_g = n_p = n \quad (5.17)$$

Da die Gruppengeschwindigkeit v_g den Wert der Lichtgeschwindigkeit nicht übersteigen kann, d.h. $v_g \leq c_0$, ergibt sich mit $c_0 = n_g v_g$, für den Brechungsindex $n_g \geq 1$. Da der Brechungsindex der Atmosphäre nur minimal von Eins abweicht, wird häufig die Brechung (engl. Refractivity) N_R mit dem allgemeinen Zusammenhang $N_R = 10^6(n - 1)$ für die Berechnung der Laufzeitverzögerung herangezogen. Über die Integration entlang des Pfads vom Radarsystem zum Satelliten erhält man damit die Laufzeitverzögerung in Form einer Weglänge (Einweg) zu

$$\Delta S_{\text{Trop}} = \int_{\text{Rad}}^{\text{Sat}} (n_g - 1) ds = \int_{\text{Rad}}^{\text{Sat}} n_g ds - \int_{\text{Rad}}^{\text{Sat}} 1 ds \quad (5.18)$$

bzw.

$$\Delta S_{\text{Trop}} = 10^6 \int_{\text{Rad}}^{\text{Sat}} N_R ds = 10^6 \int_{\text{Rad}}^{\text{Sat}} (N_t + N_f) ds = \Delta S_t + \Delta S_f. \quad (5.19)$$

Hierbei wurde die Brechung N_R durch die Komponente N_t , die den Einfluss der „trockenen“ Gase (hauptsächlich Stickstoff (N_2) und Sauerstoff (O_2)) repräsentiert, sowie N_f , die den Einfluss des in der Atmosphäre gelösten Wassers beinhaltet, ausgedrückt. ΔS_t bzw. ΔS_f ist hier die durch die trockene bzw. feuchte Komponente hervorgerufene Laufzeitverzögerung.

Da die Bestimmung der wahren Brechung der Atmosphäre nicht so einfach möglich ist, gibt es Berechnungsmethoden, die anhand meteorologischer Parameter die durch die Atmosphäre verursachte Verzögerung näherungsweise bestimmen. Die meteorologischen Parameter lassen sich hierbei aus einem entsprechenden Atmosphärenmodell ableiten. Ein einfaches Atmosphärenmodell stellt hierbei die Referenz-Standardatmosphäre der International Telecommunication Union (ITU) dar [ITU97]. Weitere Quellen für meteorologische Daten sind die CRPL-Referenzatmosphäre [Bea59], welche direkt den Brechungsindex angibt, sowie die vom ECMWF (European Centre for Medium-Range Weather Forecasts) unter dem Namen ERA Interim⁴ bereitgestellten Daten. Eine Übersicht über weitere Berechnungsmethoden und Atmosphärenmodelle ist in [The05] zu finden.

Im Folgenden wird ein in [Col99] vorgestellter und in den späteren Simulationen genutzter Algorithmus zur Berechnung der troposphärischen Laufzeitverzögerung näher beschrieben. Grundlegend lässt sich damit die vom Elevationswinkel E abhängige Laufzeitverzögerung berechnen mit

⁴ <https://www.ecmwf.int/en/research/climate-reanalysis/era-interim>

$$\Delta s_{\text{Trop}} = (\Delta s_t + \Delta s_f) \cdot m(E), \quad (5.20)$$

wobei

$$m(E) = \frac{1,001}{\sqrt{0.002001 + \sin^2(E)}}. \quad (5.21)$$

Für eine Höhe des Radarsensors von $h_B = 0$ m über dem mittleren Meeresspiegel (NHN) lässt sich die vertikale Verzögerung der beiden Komponenten mit dem Luftdruck p in hPa, der Temperatur T in Kelvin, dem Wasserdampfpartialdruck e_f in hPa, dem Temperaturgradienten β_T in Kelvin/Meter sowie dem Feuchtigkeitsgradienten λ_T berechnen mit

$$\Delta s_{t,0} = 10^{-6} \frac{k_1 R_m p}{g_m}, \quad (5.22)$$

$$\Delta s_{f,0} = 10^{-6} \frac{k_2 R_m e_f}{T \cdot ((\lambda_T + 1) g_m - \beta_T R_m)}. \quad (5.23)$$

Die Konstanten werden hierbei angenommen mit $k_1 = 77,604$ K/mbar, $k_2 = 382000$ K²/mbar, der spezifischen Gaskonstante von trockener Luft $R_m = 287,058$ J/Kg/K, sowie der mittleren Fallbeschleunigung $g_m = 9,784$ m/s² [Teu17]. Für eine Lage des Radarsystems mit $h_B > 0$ m müssen folgende Vorfaktoren berücksichtigt werden:

$$\Delta s_t = \left(1 - \frac{\beta_T h_B}{T}\right)^{\frac{g}{R_m \beta_T}} \cdot \Delta s_{t,0} \quad (5.24)$$

$$\Delta s_f = \left(1 - \frac{\beta_T h_B}{T}\right)^{\frac{(\lambda_T + 1)g}{R_m \beta_T} - 1} \cdot \Delta s_{f,0} \quad (5.25)$$

wobei $g = 9,81$ m/s² die Fallbeschleunigung am Erdboden darstellt.

Abbildung 5.9 zeigt die mit Gl. (5.20) bis (5.25) bestimmte zusätzliche Weglänge (Einweg), die aufgrund der Laufzeitverzögerung der Troposphäre zustande kommt, in Abhängigkeit des Elevationswinkels und für verschiedene Höhen des Radarsystems über dem mittleren Meeresspiegel (NHN). Gezeigt ist die Verzögerung Δs_t , die durch die trockenen Gase verursacht wird, sowie die Verzögerung Δs_f , die aufgrund des Wasseranteils (feuchte Komponente) hervorgerufen wird. Je größer der Elevationswinkel wird, desto geringer wird die Wegstrecke, die das Signal durch die Troposphäre zurücklegen muss, und desto geringer wird dementsprechend die verursachte Verzögerung. Ebenso wird durch eine höhere Lage des Radarsystems der Weg durch die Troposphäre verkürzt, was ebenfalls eine geringfügige Verkleinerung der Laufzeitverzögerung zur Folge hat. Betrachtet man einen Elevationswinkel von $E = 90^\circ$ (Zenit) so beträgt die Verzögerung Δs_t bei einer Lage des Radarsystems auf Meereshöhe etwa $\Delta s_t = 2,4$ m und verringert sich auf $\Delta s_t = 2,1$ m bei einer Höhe von $h_B = 600$ m, bzw. $1,9$ m bei einer Höhe von 1500 m. Die durch die Feuchtigkeit hervorgerufene Verzögerung Δs_f beträgt im Zenit hierbei ausgehend von Meereshöhe etwa $\Delta s_f = 13$ cm und verringert sich auf 10 cm bei einer Höhe von $h_B = 600$ m bzw. 7 cm bei einer Höhe von 1500 m. Bei kleinerem Elevationswinkel steigt die Verzögerung entsprechend an. Bei einem

Elevationswinkel von nur $E = 30^\circ$ beträgt die Verzögerung Δs_t bei einer Lage des Radarsystems auf Meereshöhe etwa $\Delta s_t = 4,7$ m und verringert sich auf 4,3 m bei einer Höhe von $h_B = 600$ m, bzw. 3,8 m bei einer Höhe von 1500 m. Die Verzögerung Δs_f beträgt bei einem Elevationswinkel von 30° ausgehend von Meereshöhe etwa 27 cm und verringert sich auf 21 cm bei einer Höhe von 600 m bzw. 15 cm bei einer Höhe von 1500 m.

Die hauptsächlich vom Luftdruck abhängige Variation der Laufzeitverzögerung, verursacht durch die trockenen Gase, zeigt Abbildung 5.10 für verschiedene Elevationswinkel. Bei einem Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ steigt die Weglängenverzögerung mit einem Inkrement von 0,42 cm/mbar an. Je größer der Elevationswinkel wird, desto weniger ändert sich die Laufzeitverzögerung über den Luftdruck betrachtet. Bei einem Elevationswinkel von 50° steigt die Weglängenverzögerung noch mit einem Inkrement von 0,28 cm/mbar an und verringert sich weiter auf 0,22 cm/mbar bei einem Elevationswinkel von 70° und 0,21 cm/mbar bei einem Elevationswinkel von 90° (Zenit). Diese geringen Änderungen zeigen deutlich, dass die durch die trockenen Gase verursachte Laufzeitverzögerung als sehr konstant betrachtet werden kann.

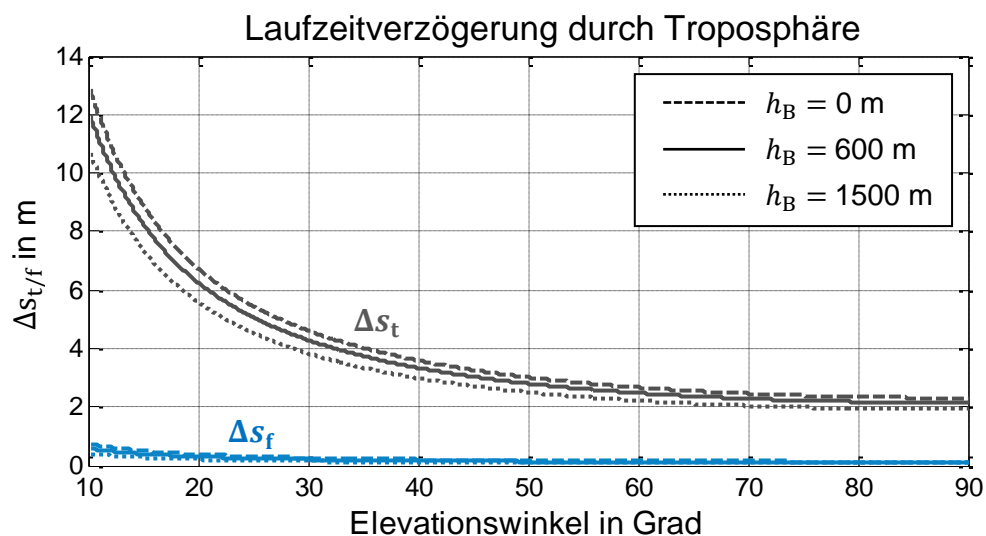


Abbildung 5.9: Zusätzliche Weglänge (Einweg) die durch die Laufzeitverzögerung der Troposphäre verursacht wird in Abhängigkeit des Elevationswinkels ($90^\circ \triangleq$ Zenit) für verschiedene Höhen des Radarsystems über NHN und einer Temperatur von 14°C . Δs_t stellt hierbei die durch die trockene Komponente, Δs_f die durch die feuchte Komponente verursachte Laufzeitverzögerung dar.

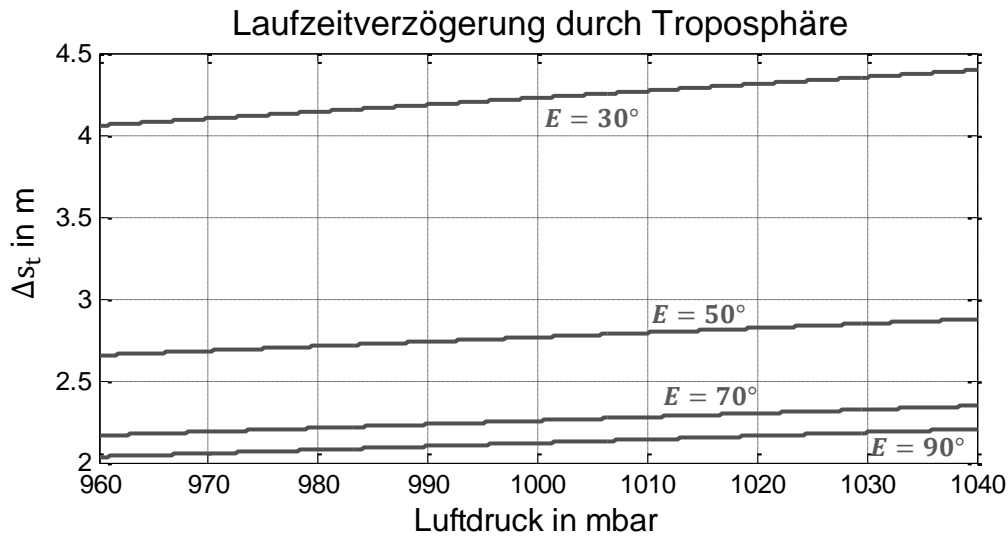


Abbildung 5.10: Einwegverzögerung Δs_t aufgrund der trockenen Gase (hauptsächlich N_2 und O_2) in der Troposphäre in Abhängigkeit des Luftdrucks für verschiedene Elevationswinkel E sowie bei einer Höhe des Radarsystems von $h_B = 600$ m über NHN und einer Temperatur von 14°C .

Im Gegensatz dazu zeigt Abbildung 5.11 die deutlich stärker variierende Einwegverzögerung Δs_f aufgrund des Wasseranteils in der Troposphäre in Abhängigkeit der relativen Luftfeuchtigkeit für verschiedene Temperaturen bei einem Elevationswinkel von $E = 90^\circ$ (Zenit) sowie bei einer Höhe des Radarsystems von $h_B = 600$ m über NHN. Da die Atmosphäre bei höheren Temperaturen mehr Wasser aufnehmen kann, ist dementsprechend die Wassermenge bei gleicher relativer Luftfeuchtigkeit größer, was wiederum zu einer größeren Laufzeitverzögerung führt. Diese liegt bei 30°C bei knapp $0,35$ m im Maximum und verringert sich auf etwa $0,05$ m bei einer Temperatur von 0°C . Wird der Elevationswinkel auf 30° verringert, so verdoppelt sich die Laufzeitverzögerung im Vergleich zu einem Elevationswinkel von 90° (Abbildung 5.12).

Es lässt sich zusammenfassend festhalten, dass die durch die trockenen Gase hervorgerufene Laufzeitverzögerung einen deutlich größeren Beitrag zur Gesamtverzögerung liefert. Da dieser aber hauptsächlich durch den Luftdruck bestimmt wird, welcher sich nur langsam verändert, ändert sich jedoch auch die hervorgerufene Verzögerung nur langsam, was wiederum eine bessere Bestimmung bzw. auch eine bessere Vorhersagbarkeit gewährleistet. Anders wirkt sich die Verzögerung aus, die durch den in der Atmosphäre befindlichen Wasseranteil verursacht wird. Dieser Wasserdampfpartialdruck kann auch über wenige Stunden hinweg aufgrund von kurzfristigen Wetteränderungen stark variieren. Zudem lassen sich die atmosphärischen Parameter wie Luftfeuchtigkeit, Luftdruck und Temperatur im Allgemeinen nur lokal am Boden messen. Für eine exakte Bestimmung der Laufzeitverzögerung wäre es aber notwendig den Verlauf der atmosphärischen Parameter in Abhängigkeit der Höhe in der gesamten Troposphäre am Ort des Radarsystems zu kennen. Aufgrund dieser Unzulänglichkeiten lassen sich mit den verfügbaren Algorithmen nur Näherungen der Laufzeitverzögerungen bestimmen. Ausgehend von diesen werden nachfolgend die Einflüsse der Troposphäre auf die Qualität eines ISAR-Radarbildproduktes anhand von Simulationsergebnissen gezeigt. Des Weiteren werden die berechneten Näherungen der Laufzeitverzögerung später für eine erste Korrektur der experimentell durchgeführten Messungen von Weltraumobjekten herangezogen.

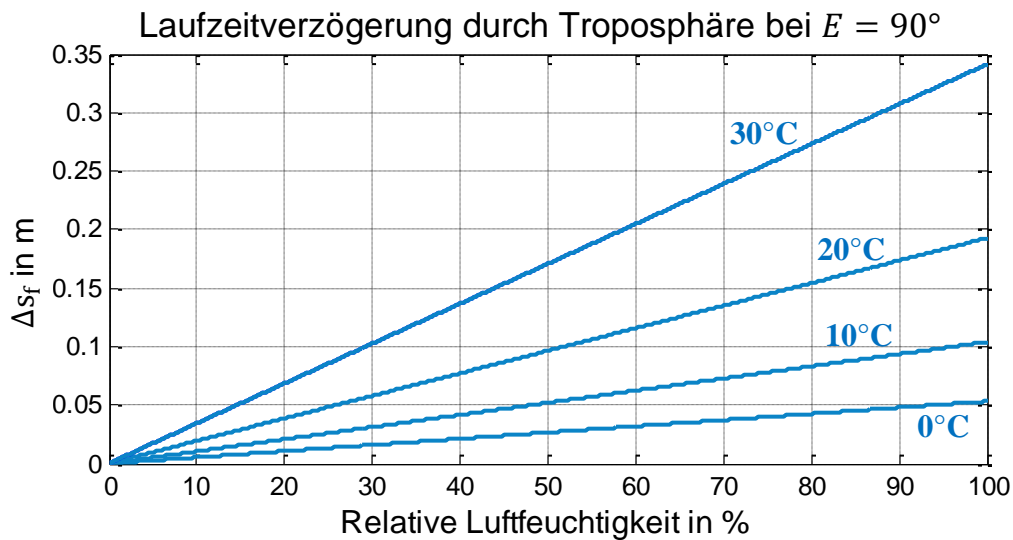


Abbildung 5.11: Einwegverzögerung Δs_f aufgrund des Wasseranteils in der Troposphäre in Abhängigkeit der relativen Luftfeuchtigkeit für verschiedene Temperaturen bei einem Elevationswinkel von $E = 90^\circ$ (Zenit) sowie bei einer Höhe des Radarsystems von $h_B = 600$ m über NHN.

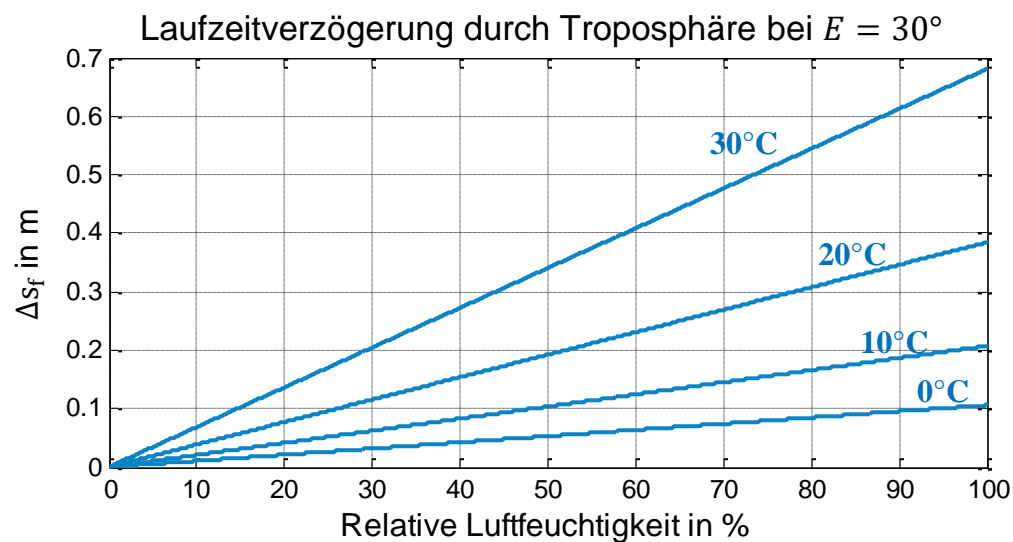


Abbildung 5.12: Einwegverzögerung Δs_f aufgrund des Wasseranteils in der Troposphäre in Abhängigkeit der relativen Luftfeuchtigkeit für verschiedene Temperaturen bei einem Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ sowie bei einer Höhe des Radarsystems von $h_B = 600$ m über NHN.

Abbildung 5.13 zeigt die durch die Troposphäre hervorgerufenen Laufzeitverzögerungen anhand des Referenzstreucentrenmodells aus Abschnitt 4.3.1. Dargestellt sind zwei Simulationsergebnisse für zwei unterschiedliche Aufnahmegeometrien mit Einflüssen der Troposphäre sowie zum Vergleich das Ergebnis einer idealen Simulation ohne Einflüsse von Fehlereffekten. Die zur Simulation verwendete Signalbandbreite beträgt $B = 4,4$ GHz. Zudem dargestellt ist der sich durch die Aufnahmegeometrie ergebende Elevationswinkel, der wiederum die dargestellte Laufzeitverzögerung mit bestimmt. Die beiden Aufnahmegeometrien wurden hierbei willkürlich gewählt und sollen lediglich zeigen, dass eine unterschiedliche Aufnahmegeometrie zu unterschiedlichen degradierenden Effekten im Radarbild führt.

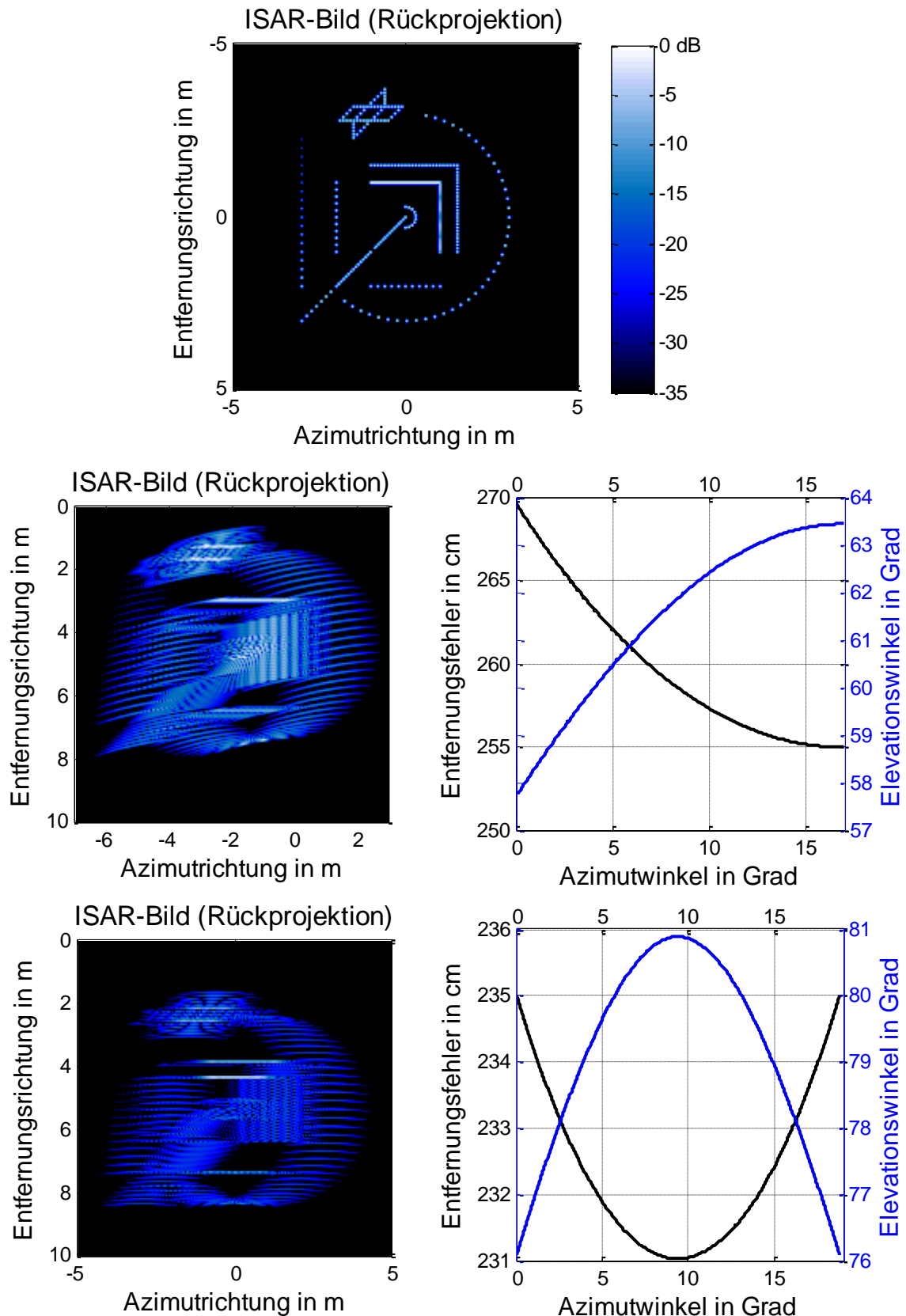


Abbildung 5.13: Auswirkung der durch die Troposphäre hervorgerufenen Laufzeitverzögerung anhand von Simulationen des Referenzstreuungzentrenmodells. Im Vergleich zur idealen Simulation (oben) wurden zwei Fälle mit nichtkorrigierter Laufzeitverzögerung simuliert (jeweils links). Zusätzlich angegeben sind der jeweilige Elevationswinkel und der sich daraus ergebende Entfernungfehler in Abhängigkeit des Azimutwinkels (jeweils rechts). Der Dynamikbereich ist hierbei bei allen drei Bildern identisch.

Als Grundlage für die Berechnung der troposphärischen Laufzeitverzögerung wurden für die atmosphärischen Parameter die in Anhang A.2 gelisteten Durchschnittswerte verwendet, wobei die Lage des Radarsystems an einem Breitengrad von $\varphi_B = 48^\circ$ und einer Höhe von $h_B = 600$ m angenommen wurde (etwa München). Beide Ergebnisse zeigen eine deutliche Verschlechterung der räumlichen Auflösung in Azimutrichtung. Um den Verlauf der Degradierung über den Azimutwinkelbereich zu veranschaulichen, zeigt Abbildung 5.14 eine Bildserie, wobei von Bild zu Bild der Azimutwinkel sukzessive vergrößert wurde. Die Aufnahmegeometrie entspricht der in Abbildung 5.13 dargestellten unsymmetrischen Aufnahmegeometrie (Mitte rechts) und die zur Simulation verwendete Bandbreite entspricht ebenfalls $B = 4,4$ GHz. Das Ergebnis zeigt deutlich die zunächst erreichbare Verbesserung der Fokussierung in Azimutrichtung durch Vergrößern des Azimutwinkelbereichs für die synthetische Apertur bis zu einem Wert von etwa $\varphi_{Az} = 4^\circ$ (Bild I-III). In diesem Winkelbereich hat die Laufzeitverzögerung noch keinen signifikanten Einfluss auf die Fokussierung in Azimutrichtung. Wird der Winkelbereich für die synthetische Apertur jedoch noch weiter vergrößert, kommt die Laufzeitverzögerung immer mehr zum Tragen und keine weitere Verbesserung der Azimutfokussierung wird erreicht. Vielmehr führt es zu einer deutlich sichtbaren auch wieder zunehmenden Degradierung des Bildes. Aufgrund der Normierung ist in den hier dargestellten Simulationsergebnissen nicht sichtbar, wie groß der zusätzliche Verlust im Signal-zu-Rausch-Verhältnis ist, der aufgrund der durch die von der Laufzeitverzögerung verursachten inkohärenten Integration der einzelnen Entfernungsprofile entsteht.

Die degradierende Wirkung der Troposphäre auf die ISAR-Bildproduktqualität eines realen Objekts zeigt das Simulationsergebnis in Abbildung 5.16 im Vergleich mit einem Simulationsergebnis ohne Fehlereinflüsse. Die Simulationsergebnisse zeigen den in Abschnitt 4.3.2 bereits beschriebenen IRIDIUM[®]-Kommunikationssatelliten. Die Umlaufbahnhöhe beträgt $h_{SL} = 780$ km ($e = 0$), die verwendete Radarsystembandbreite $B = 4,4$ GHz und der Integrationswinkelbereich für die synthetische Apertur in Azimutrichtung $\varphi_{Az} = 19^\circ$. Als Grundlage für die Berechnung der Laufzeitverzögerung wurden für die atmosphärischen Parameter die in Anhang A.2 gelisteten Durchschnittswerte verwendet, wobei ebenfalls die Lage des Radarsystems bei einem Breitengrad von $\varphi_B = 48^\circ$ und einer Höhe von $h_B = 600$ m angenommen wurde. Der sich, durch die Umlaufbahneigenschaften und der dadurch entstehenden Abbildungsgeometrie ergebende Elevationswinkelbereich ist in Abbildung 5.15 in Abhängigkeit des Azimutwinkels dargestellt. Zusätzlich zeigt Abbildung 5.15 die dabei durch die Troposphäre entstehende Einweg-Laufzeitverzögerung. Diese verdoppelt sich dementsprechend durch die zum Objekt hin- und rücklaufende elektromagnetische Welle. Die Verzögerung beträgt im Durchschnitt etwa $\overline{\Delta s}_{\text{Tropo}} = 227$ cm und ändert sich aufgrund des hohen Elevationswinkels nur geringfügig um ± 2 cm über den Azimutwinkel betrachtet. Am Elevationswinkelverlauf ist zu erkennen, dass es sich um einen direkt durch den Zenit führenden Überflug handelt, was einen maximalen Elevationswinkel von $E_{\text{max}} = 90^\circ$ ergibt. Der minimale Elevationswinkel beträgt $E_{\text{max}} = 79,3^\circ$, der wiederum durch den gewünschten Integrationswinkelbereich in Azimutrichtung von $\varphi_{Az} = 19^\circ$ festgelegt wird.

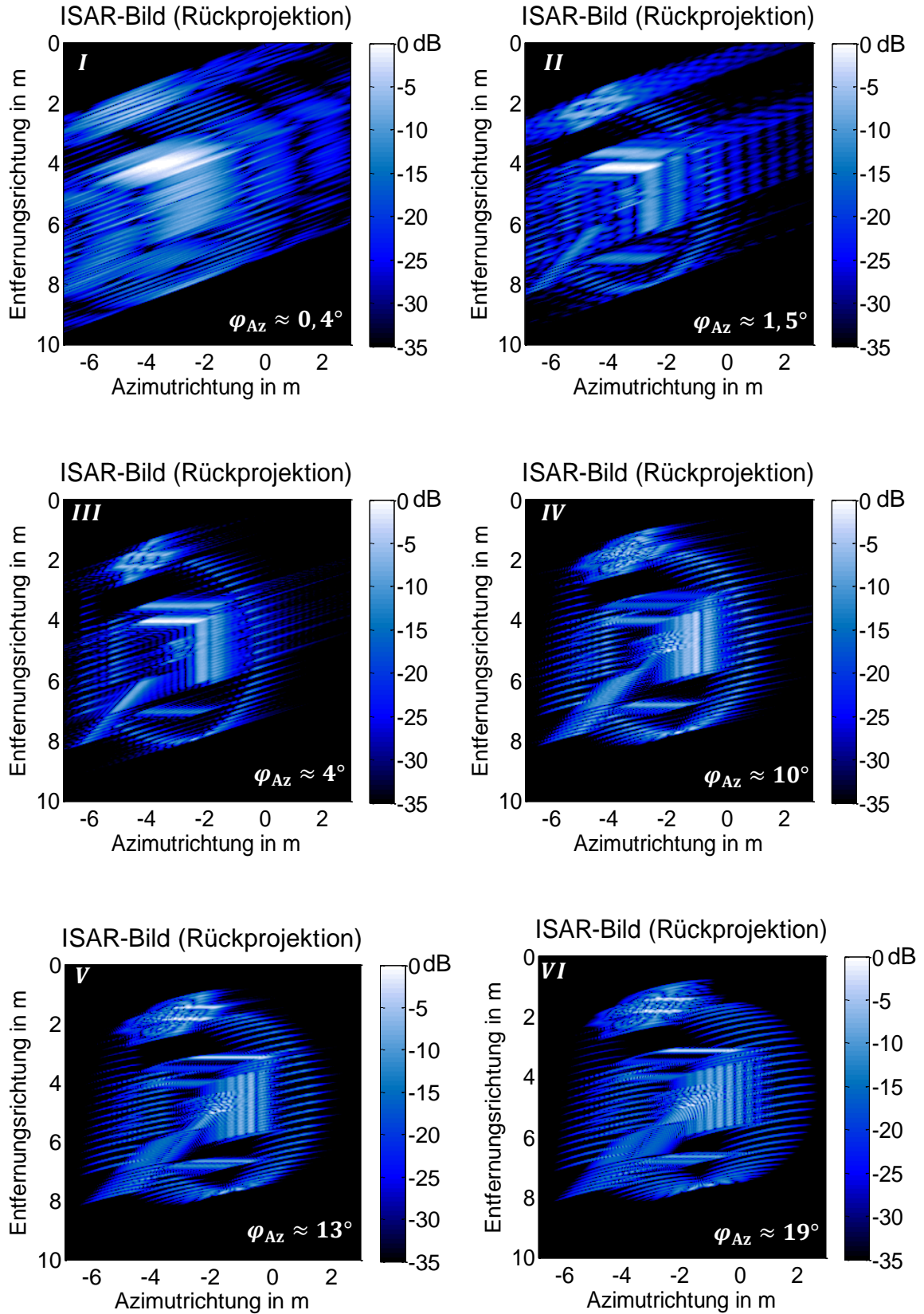


Abbildung 5.14: Zunahme der Defokussierung aufgrund der Laufzeitverzögerung in der Troposphäre in Abhängigkeit des für die synthetische Apertur verwendeten Azimutwinkelbereichs φ_{Az} .

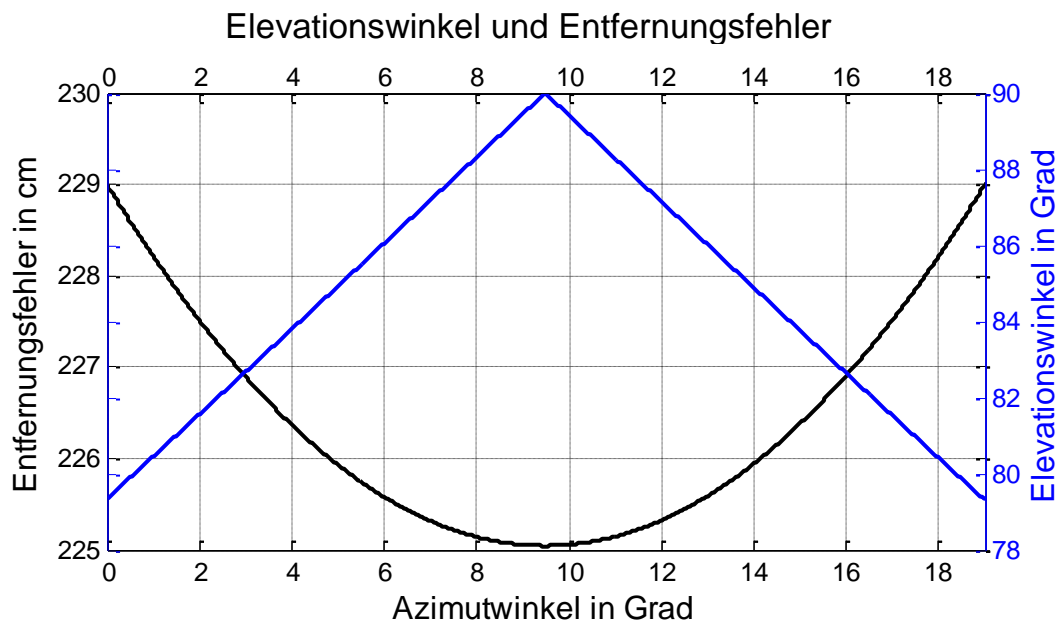


Abbildung 5.15: Elevationswinkel des Überflugs eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten sowie der entsprechenden, durch die Troposphäre entstehende Entfernungsfehler (Einweg) in Abhängigkeit des Azimutwinkels für die in Abbildung 5.16 dargestellten Simulationsergebnisse.

Abbildung 5.16 (unten) zeigt erneut deutlich die möglichen Auswirkungen der Troposphäre auf die ISAR-Bildproduktqualität im Vergleich zu einer idealen Abbildung ohne Fehlereinflüsse in Abbildung 5.16 (oben). Durch die bei der ISAR-Bildprozessierung nicht berücksichtigte troposphärische Laufzeitverzögerung ergibt sich in Azimutrichtung eine von zuvor schon bekannte starke „Verschmierung“ des Radarbildes. In Entfernungsrichtung ist in diesem Fall nur eine geringe Degradierung zu erkennen. Allgemein lässt sich die Verschlechterung damit erklären, dass sich die frequenzunabhängige Laufzeitverzögerung auch als eine, bei der Auswertung falsch angenommene, Aufnahmegeometrie interpretieren lässt, was wiederum zu einer inkohärenten Überlagerung der einzelnen Entfernungsprofile in Azimutrichtung führt und somit die signifikante Degradierung in dieser Richtung verursacht. Wie schon bei der Untersuchung der Einflüsse der Ionosphäre im vorherigen Abschnitt, ist auch hier der Einfluss nicht allein abhängig von den atmosphärischen Parametern sondern hängt auch stark von der Abbildungsgeometrie sowie von der Wahl der Fokussierungsebene ab. Es lässt sich jedoch allgemein festhalten, dass ohne Korrektur bereits bei den hier angenommen durchschnittlichen atmosphärischen Parametern eine signifikante Verschlechterung des ISAR-Bildproduktes entsteht, was wiederum eine Berücksichtigung der troposphärischen Effekte im Hinblick auf ein hochauflösendes Radarsystem unabdingbar macht.

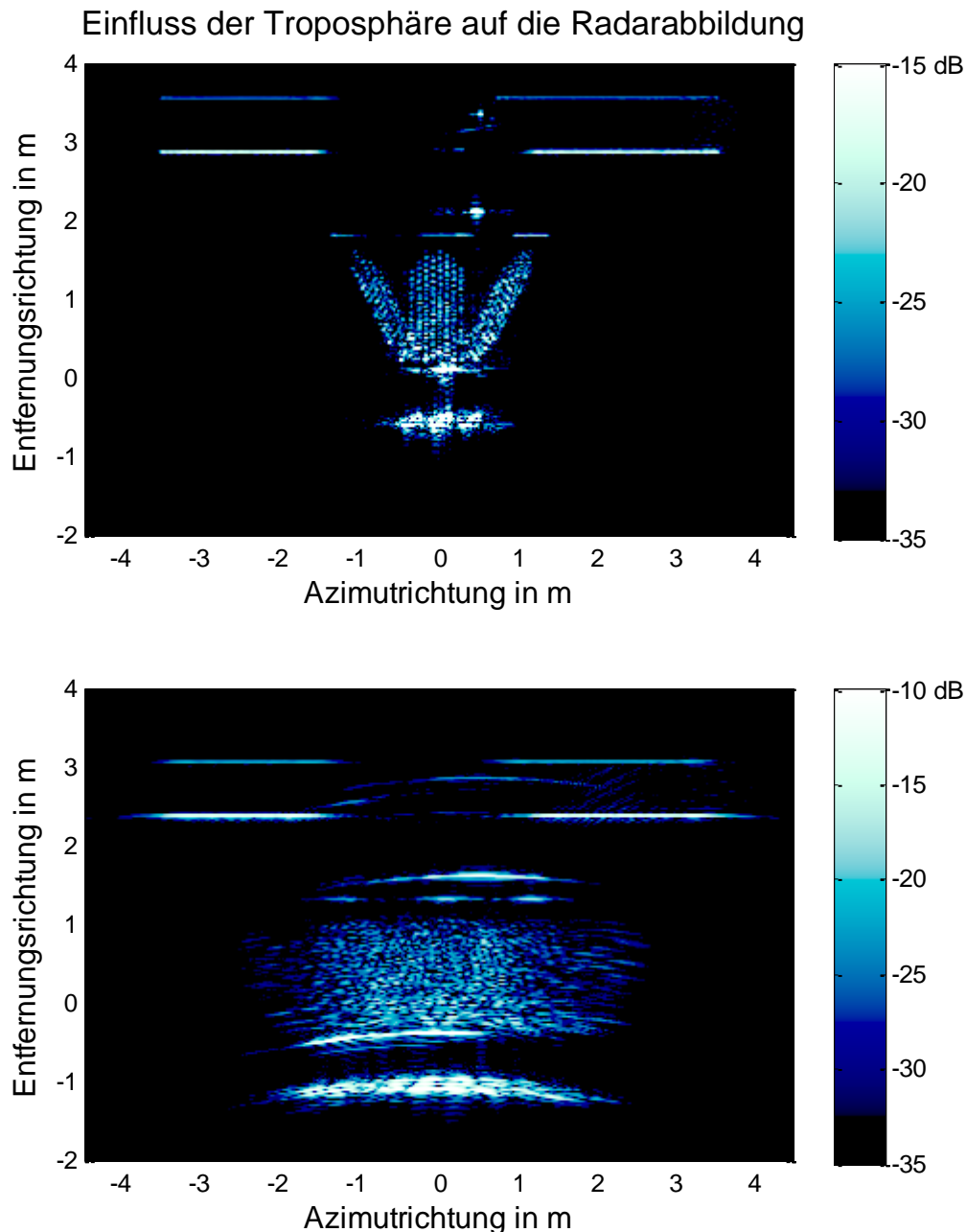


Abbildung 5.16: Simulationsergebnis der Auswirkung der durch die Troposphäre hervorgerufenen Laufzeitverzögerung am Beispiel eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten. Die verwendete Radarbandbreite beträgt 4,4 GHz (unten). Das Bild oben zeigt die ideale Simulation ohne Fehlereinflüsse.

5.3 Genauigkeit der Bahnvorhersage und Aufnahmegeometrie

Die mit Abstand größte Herausforderung bei der Abbildung von Weltraumobjekten ist die Kenntnis über die exakte Flugbahn des Weltraumobjekts und der damit einhergehenden ISAR-Aufnahmegeometrie. Nur wenn die Flugbahn ausreichend genau bekannt ist, lässt sich das Antennensystem dem Objekt so nachführen, dass sich das Objekt während des gesamten Überflugs innerhalb der Richtcharakteristik befindet und somit über einen großen Winkelbereich erfasst werden kann. Ist dies gewährleistet, so spielt die Kenntnis der exakten

Position während des Überflugs eine noch wichtigere Rolle bei der späteren Bildgenerierung. Abhängig von der zu erreichenden räumlichen Auflösung ist daher notwendig, die räumliche Lage des Weltraumobjekts mit einer maximalen Ungenauigkeit, die im Größenbereich der zu erzielenden räumlichen Auflösung liegt, zu kennen, um bei der Bilderzeugung eine kohärente Fokussierung durchführen zu können. Betrachtet man als Weltraumobjekte Satelliten in einer erdnahen Umlaufbahn, so umkreisen diese die Erde auf sehr definierten Umlaufbahnen (vgl. Kapitel 3). Im Allgemeinen wird diese neben aktiven Lageanpassungsmanövern des Satelliten auch durch äußere Krafteinflüsse auf den Satelliten beeinflusst bzw. verändert. Durch diese Bahnstörungen unterliegt jede Umlaufbahn einer ständigen Veränderung, weshalb eine in der Zukunft liegende Position bzw. liegender Positionsverlauf eines Objekts, wie bei den IoSiS-Radarmessungen derzeit vorausgesetzt, nur durch Propagationsmodelle näherungsweise vorausberechnet werden kann. Die Genauigkeit der vorhergesagten Flugbahn hängt dabei von den zur Verfügung stehenden Bahndaten und dem verwendeten Propagationsmodell ab. Mit den öffentlich in TLE-Datensätzen verfügbaren Bahnelementen lässt sich z.B. mit dem analytischen Propagationsmodell SGP4 eine Bahnvorhersage näherungsweise bestimmen. Allerdings lassen die TLE-Daten nur eine Bahnvorhersage mit einer gewissen Fehlertoleranz zu. Dies zeigt Abbildung 5.17. Dargestellt ist die Differenz zwischen der mit GPS bestimmten Position und der anhand aktueller TLE-Daten mit dem SGP4 Propagator prognostizierten Position des Erdbeobachtungssatelliten TerraSAR-X für einen Zeitraum von etwa 2 Tagen.

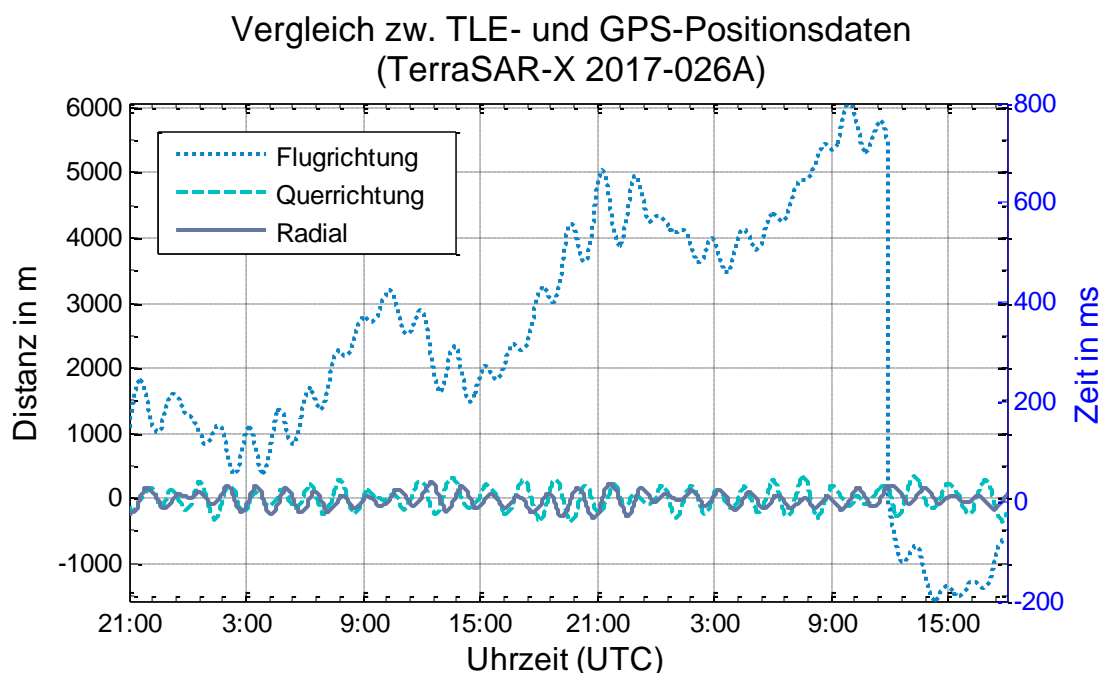


Abbildung 5.17: Differenz zwischen der per GPS bestimmten Position und der anhand aktueller TLE-Daten (SGP4) bestimmten Position des Satelliten TerraSAR-X für einen Zeitraum von etwa zwei Tagen. Die angegebene Zeitachse gilt für eine Bahngeschwindigkeit von 7,6 km/s und gilt somit nur für die Kennlinie der Abweichung in Flugrichtung.

Die mit GPS-Daten bestimmte Position wurde hierbei durch die nachträgliche Auswertung der vom GPS-Empfänger des Satelliten stammenden Positionsdaten berechnet. Die Positionsgenauigkeit beträgt etwa 20 cm [Kah17]. Als TLE-Datensatz wurde jeweils der zu dieser Zeit verfügbare aktuellste Datensatz verwendet, von dem aus die Position in die Zukunft propagiert wurde. Dargestellt sind die räumlichen Abweichungen zwischen beiden Positionen in drei verschiedene Raumrichtungen. Zusätzlich lässt sich dem Diagramm die

äquivalente zeitliche Verzögerung für eine Bahngeschwindigkeit von $v_s = 7,6$ km/s des TerraSAR-X Satelliten (vgl. Tabelle 3.1) entnehmen. Hierbei muss beachtet werden, dass die angegebene Zeitachse nur für die in Flugrichtung entstehende Positionsabweichung gültig ist, da die Bahngeschwindigkeit nur in diese Raumrichtung gilt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Abweichung zwischen der tatsächlichen Position und der ausgehend von TLE-Daten vorhergesagten Position in Flugrichtung am größten ist. Weiter lässt sich feststellen, dass der Fehler über der Zeit im Mittel zunimmt bis zu einer maximalen Abweichung von 6 km bzw. einem zeitlichen Unterschied von etwa 0,79 s. Der dann entstehende Sprung wird dadurch verursacht, dass zu diesem Zeitpunkt ein neuer TLE-Datensatz verfügbar ist, dessen Bahnelemente die tatsächliche Umlaufbahn dementsprechend wieder besser annähern. Für den Satelliten TerraSAR-X werden beispielsweise im Schnitt einmal am Tag vom DLR neue TLE-Daten zur Verfügung gestellt. Die Abweichungen in Querrichtung sowie in radialer Richtung sind deutlich geringer, betragen aber immer noch einige hundert Meter. Die hochfrequenten Oszillationen in der Positionsabweichung werden durch das asphärische Gravitationsfeld der Erde verursacht. Die Periodendauer dieser Schwingungen wird hierbei durch die Umlaufzeit des Satelliten um die Erde bestimmt und beträgt in diesem Fall etwa 94 Minuten. Das Diagramm zeigt den Positionsvergleich über einen Zeitraum, in dem der Satellit TerraSAR-X die Erde 29-mal umrundet.

Für die Datenprozessierung der gemessenen ISAR-Rohdaten zu einem hochaufgelösten Radarbild ist wichtig, dass die aktuelle Entfernung bzw. der Entfernungsverlauf (vom Radarsystem aus gesehen) des abzubildenden Satelliten bekannt ist. Gleiches gilt für den Blickwinkel auf das Objekt, für den das aktuelle Entfernungsprofil aufgezeichnet wird. Da im Allgemeinen eine fokussierende Antenne bei der Aufnahme der Entfernungsprofile verwendet wird, darf der Fehler des Blickwinkels nur im Größenbereich der halben Halbwertsbreite der Antennenrichtcharakteristik liegen. Bei größeren Abweichungen liegt das Objekt außerhalb der Richtcharakteristik und kann nicht erfasst werden. Zudem muss davon ausgegangen werden, dass der in Flugrichtung auftretende Zeitfehler innerhalb eines Überfluges konstant bleibt. Somit entsteht zwar ein geringer Fehler des angenommenen Blickwinkels auf das Objekt, aber er ist während eines Überfluges konstant und hat somit nur geringe bzw. vernachlässigbare Auswirkungen auf das spätere ISAR-Bild. Bei dieser Betrachtungsweise wurde vorausgesetzt, dass eine stabilisierte Lage des Satelliten vorliegt und dieser immer mit der gleichen Seite Richtung Massezentrum der Erde zeigt.

Gravierend ist der durch die fehlerhafte Positionsbestimmung in Flugrichtung auftretende Entfernungsfehler, der innerhalb eines Überfluges einen nichtlinearen Verlauf aufweist und daher eine Bildprozessierung ohne weitere Fehlerkorrekturmaßnahmen unmöglich macht. Betrachtet man den Entfernungsverlauf zwischen einem auf der Erde positionierten Radarsystem und einem Objekt auf einer erdnahen Umlaufbahn, so führt ein in Flugrichtung bestehender Positionsfehler zu den in Abbildung 5.18 dargestellten Entfernungsfehlern. Aus Gründen der Symmetrie ist nur der aufsteigende Ast der Satellitenbahn bis zum maximalen Elevationswinkel des entsprechenden Überfluges dargestellt. Der Positionsfehler ist hierbei durch einen Zeitoffset beim Überflug ausgedrückt und beträgt zwischen 50 ms und 200 ms, was bei einer Bahnhöhe von 400 km und der entsprechenden Bahngeschwindigkeit einer Distanz in Flugrichtung zwischen 380 m und 1530 m relativ zur angenommenen Position entspricht. Der entstehende Entfernungsfehler ist für zwei Überflüge dargestellt, die sich in ihrem maximalen Elevationswinkel unterscheiden. Bei Erreichen dieses maximalen Elevationswinkels ist der Entfernungsfehler Null, da der Fehlervektor senkrecht auf der Verbindungslinie zwischen Radarsystem und dem Objekt steht. Bei niedriger werdendem Elevationswinkel steigt der Entfernungsfehler nichtlinear an und beträgt bis zu 1220 Meter bei einem Zeitoffset von 200 ms und einem Überflug durch den Zenit. Auch bei geringeren

Zeitoffsets steigt der Entfernungsfehler schnell auf mehrere hundert Meter an. So beträgt dieser bereits bei einem Elevationswinkel von 70° über 100 m.

Betrachtet man Umlaufbahnhöhen von $h_{SL} = 400$ km bis 2000 km so ergibt sich der in Abbildung 5.19 dargestellte Entfernungsfehler, berechnet für einen Zeitoffset von 150 ms. Aufgrund der abnehmenden Bahngeschwindigkeit mit größer werdender Bahnhöhe nimmt dieser durch den zugrunde gelegten festen Zeitoffset ab. Aus Symmetriegründen ist wieder nur der aufsteigende Bahnast bis zu einem Elevationswinkel von $E = 90^\circ$ dargestellt. Es handelt sich hierbei um einen Überflug durch den Zenit. Dieser durch einen Zeitoffset beim Überflug entstehende Entfernungsfehler muss bei den Systemeinstellungen insbesondere bei der Größenwahl der Empfangsfensterlänge mit berücksichtigt werden.

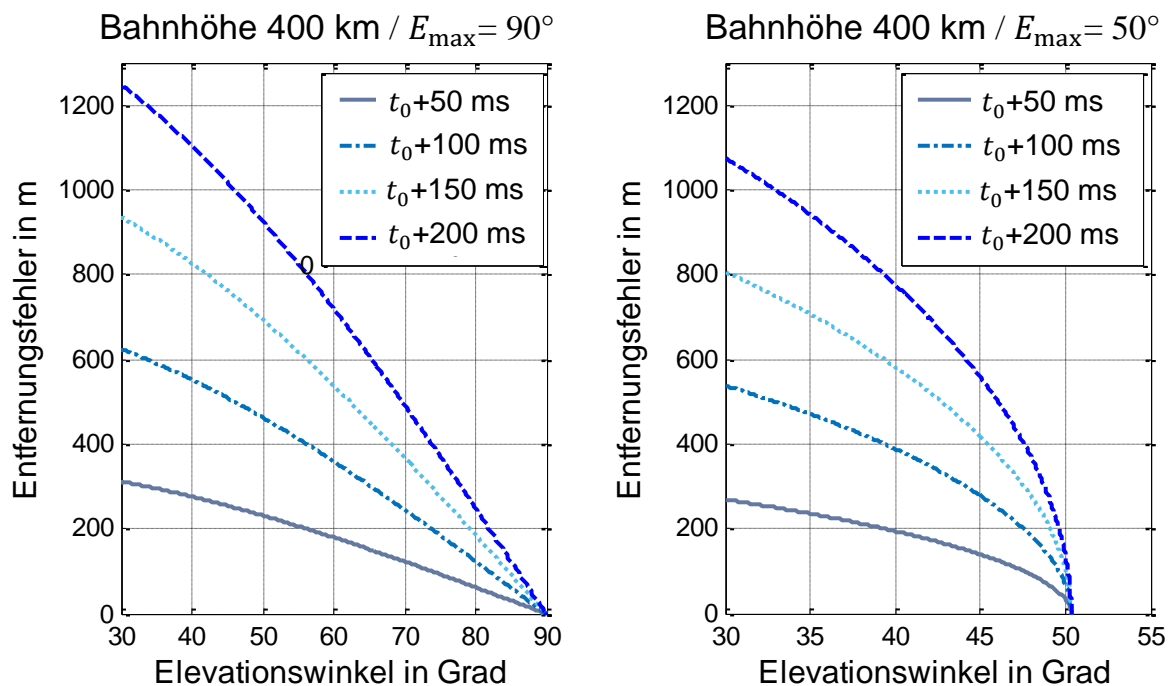


Abbildung 5.18: Entfernungsfehler, der durch eine in Flugrichtung fehlerhafte Prädiktion der Position eines Weltraumobjekts entsteht als Funktion des Elevationswinkels. Der linke Graph gilt für einen Überflug durch den Zenit und der rechte für einen Überflug mit einem maximalen Elevationswinkel von $E = 50^\circ$. Dargestellt ist der Entfernungsfehler für vier Positionsfehler, die hier als Zeitoffset (50-200 ms) ausgedrückt werden.

Wie bereits anfangs erwähnt, so ist die Grundvoraussetzung einer hochauflösenden Radarabbildung, dass die Antennenrichtcharakteristik dem Objekt hinreichend genau nachgeführt werden kann. Durch die endliche Halbwertsbreite ist deshalb notwendig, die Objektposition während des gesamten Überflugs dafür ausreichend genau zu kennen. Im Folgenden werden basierend auf dem Vergleich von GPS-Positionsdaten und der durch aktuelle TLE-Daten propagierten Position die Antennenpositionierwerte in Form des Elevations- und Azimutwinkels genauer betrachtet. Diese Untersuchung wurde für einen Überflug des Satelliten TerraSAR-X durchgeführt, wobei die zugrunde gelegte Position des Radarsystems die des IoSiS-0-Standortes am DLR Weilheim entspricht. Des Weiteren liegt die Zeit des Überflugs innerhalb der Zeitspanne, die in Abbildung 5.17 dargestellt ist und die Startzeit 16:50 Uhr (UTC) aufweist. Der Positionsfehler in Flugrichtung für diesen Zeitraum beträgt knapp über 2000 m. Abbildung 5.20 zeigt für die Überflugsdauer von knapp 4 Minuten die Azimutwinkel- und Elevationswinkeldifferenz einer nachzuführenden Antenne zwischen ermittelter GPS-Position und der anhand aktueller TLE Daten vorhergesagten Position. Die Dauer des

Überflugs ergibt sich aus dem minimal für Abbildungen berücksichtigten Elevationswinkel von $E > 30^\circ$. Zusätzlich dargestellt ist die Entfernungsdifferenz zwischen GPS- und TLE-Position bezogen auf die Radarposition. Passend dazu zeigt Abbildung 5.21 den Differenzwinkel zwischen der Verbindungslinie vom Radarsystem zur GPS-Position und der Verbindungslinie vom Radarsystem zur TLE-Position und somit die Winkelablage der wahren Satellitenposition zur Antennenhauptstrahlrichtung. Ebenfalls aufgetragen ist der Verlauf des Elevationswinkels.

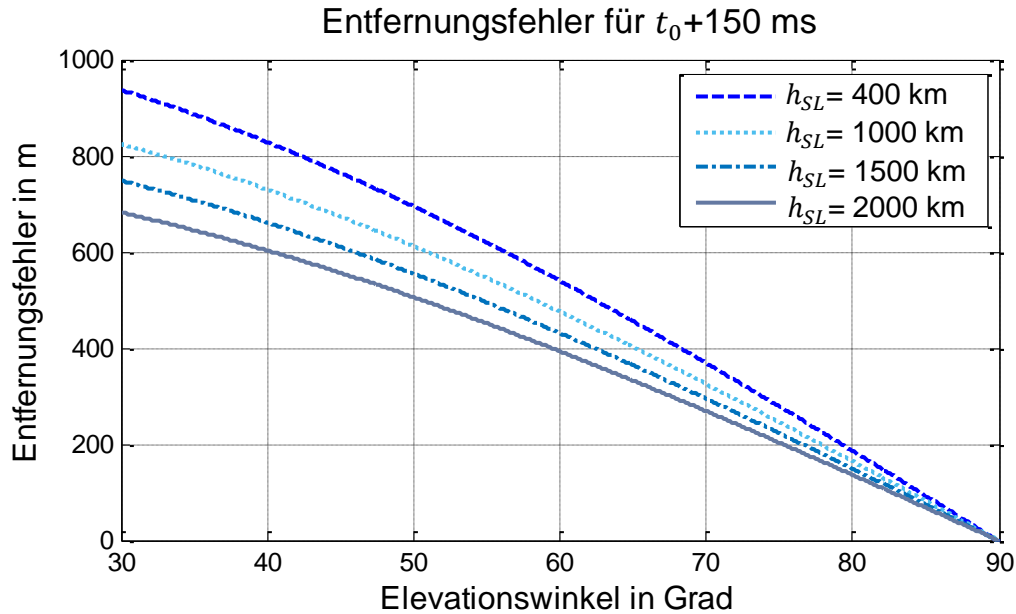


Abbildung 5.19: Entfernungsfehler, der durch eine in Flugrichtung fehlerhafte Prädiktion der Position eines Weltraumobjekts entsteht als Funktion des Elevationswinkels. Dargestellt ist der Entfernungsfehler für einen Positionsfehler, der in allen angegebenen Umlaufbahnhöhen einem Zeitoffset von 150 ms entspricht.

Betrachtet man die Abweichung des Elevationswinkels in Abbildung 5.20, so liegt diese größtenteils im Bereich $\pm 0,1^\circ$, wobei die Abweichung im Bereich des maximalen Elevationswinkels Null wird. Die Entfernungsdifferenz ist zu Beginn und am Ende des Überflugs am größten und liegt etwa im Bereich ± 1 km. Mit größer werdendem Elevationswinkel verkleinert sich die Entfernungsdifferenz und wird im Bereich des maximalen Elevationswinkels Null. Anders verhält sich die Winkeldifferenz in Azimutrichtung. Da der Positionsfehler in Flugrichtung deutlich überwiegt im Vergleich zum Positionsfehler in radialer Richtung als auch quer dazu (vgl. Abbildung 5.17), ergibt sich hier die größte Abweichung bei maximaler Elevation, bei welcher der Geschwindigkeitsvektor senkrecht auf der Verbindungslinie zwischen Radarsystem und Satellit steht. Bei niedriger werdendem Elevationswinkel nimmt die Winkeldifferenz in Azimutrichtung stark ab. Um an dieser Stelle Missverständnisse zu vermeiden, sei nochmals darauf hingewiesen, dass es sich bei dem hier verwendeten Begriff „Azimutrichtung“ um die azimutale Ausrichtung des Antennensystems handelt, und nicht um den Azimutwinkel in Bezug auf die synthetische Apertur. Beide Winkel sind nicht grundlegend miteinander verknüpft, und dürfen daher nicht gleichgesetzt werden.

Aus den Differenzen des Elevations- und Azimutwinkels lässt sich dann die wichtige Winkeldifferenz zwischen den Blickrichtungen zur GPS-Position und der TLE-basierten Position bestimmen (Abbildung 5.21). Nimmt man als Halbwertsbreite der Antennenrichtcharakteristik einen Winkel von $\Theta_{\text{HWB}} = 0,25^\circ$ an (IoSiS-0-Sendeantenne), so darf diese Winkeldifferenz maximal $\Theta_{\text{HWB}}/2 = 0,125^\circ$ betragen um zumindest zu gewährleisten, dass der

Satellit innerhalb der 3 dB-Breite liegt. Bei dem hier vorliegenden Überflugbeispiel des Satelliten TerraSAR-X ist also bei der Verwendung von TLE-Daten ab einem Elevationswinkel von $E > 60^\circ$ keine korrekte Antennenausrichtung mehr gewährleistet, da der Differenzwinkel zwischen angenommener und tatsächlicher Position den Wert von $0,125^\circ$ übersteigt.

Es zeigt sich insgesamt, dass die Bahnvorhersage rein auf TLE-Basis unter Umständen nicht ausreicht, um ein hochbündelndes Antennensystem einem Objekt auf einer erdnahen Umlaufbahn hinreichend korrekt nachzuführen. Da aber die genauen Bahndaten der meisten Objekte nicht öffentlich bekannt sind, stellt dies die größte Herausforderung bei der Abbildung von Objekten im Weltraum dar. Es wurde exemplarisch gezeigt und auch anhand mehrerer Beobachtungen verifiziert, dass der größte Positionsfehler in Flugrichtung auftritt. Dies bedeutet, dass die eigentliche Flugbahn geometrisch nur einem geringen Fehler unterliegt und nur die Zeit (Epoche), wann also ein entsprechendes Objekt einen bestimmten Punkt auf dieser Umlaufbahn passiert, eine problematische Ungenauigkeit aufweist.

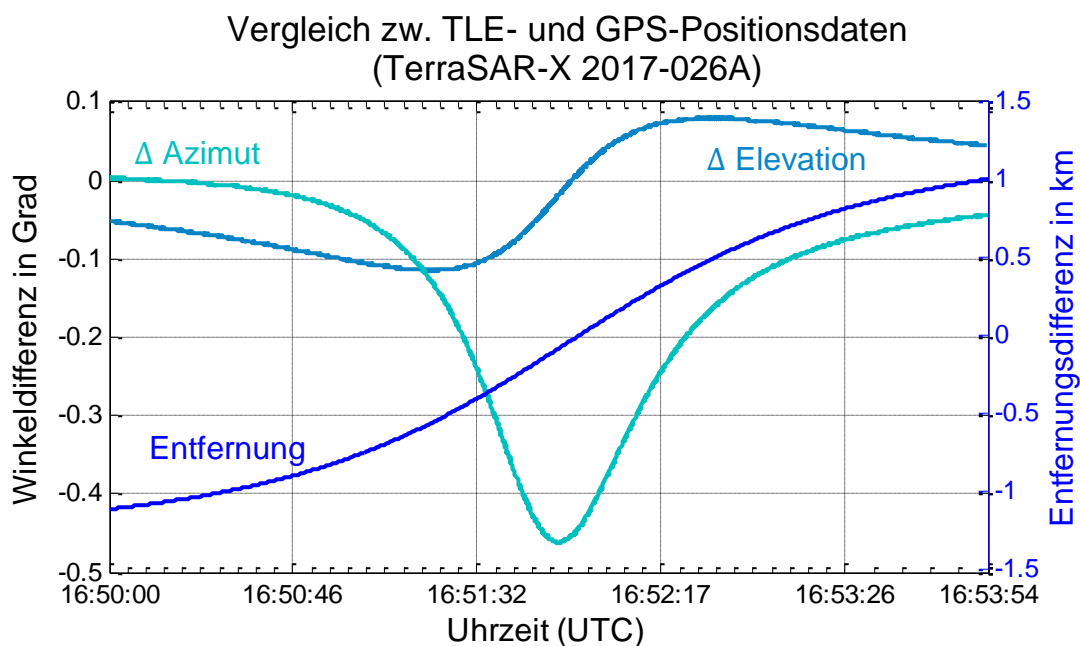


Abbildung 5.20: Azimutwinkel- und Elevationswinkeldifferenz einer nachzuführenden Antenne bei einem Überflug des Satelliten TerraSAR-X zwischen ermittelter GPS-Position und der durch aktuelle TLE-Daten vorhergesagten Position. Zusätzlich angegeben ist die Entfernungsdifferenz zwischen GPS-Position und der TLE-basierten Position des Satelliten.

Eine Möglichkeit, diese zeitliche Ungenauigkeit genauer zu bestimmen, lässt sich im Hinblick auf die experimentellen Messungen mit einer Radarmessung mit feststehender Antenne durchführen. Hierbei wird die Antennenkeule auf einen Punkt auf der Umlaufbahn gerichtet, der anhand von TLE-Daten vorausberechnet wurde. Sinnvollerweise sollte der Punkt auf der Umlaufbahn mit der geringsten Distanz zum Radarsystem gewählt werden, um ein maximales SNR zu gewährleisten. Wie später bei den experimentellen Messungen ersichtlich wird, so lässt sich außerdem bei der Wahl des Punktes mit der geringsten Distanz zum Radarsystem der Positionsfehler in Flugrichtung am besten bestimmen. Fliegt das entsprechende Zielobjekt durch die Antennenrichtcharakteristik hindurch, kann dann daraus der Zeitoffset bzw. der Positionsfehler in Flugrichtung bestimmt werden. Dieser so bestimmte Zeitfehler, lässt sich dann im nächsten Orbit zur abbildenden Radarmessung dieses Zielobjekts zur Korrektur heranziehen. Hierbei wird aber auch ersichtlich, dass diese Methode allerdings nur anwendbar ist, wenn das entsprechende Zielobjekt die Position des Radarsystems bei zwei aufeinanderfolgenden Überflügen innerhalb des vom Radar erfassbaren Raumwinkels überfliegt.

Dies ist beispielsweise bei der ISS der Fall, wie später bei den experimentellen Messungen gezeigt wird.

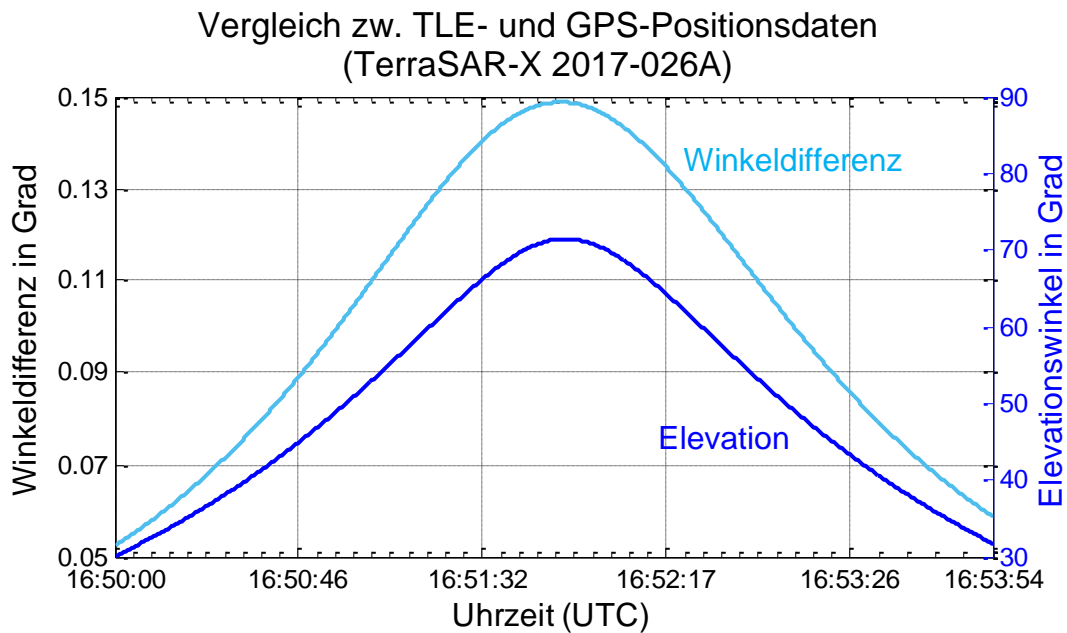


Abbildung 5.21: Winkeldifferenz der Blickrichtung zum Satelliten TerraSAR-X zwischen GPS-bestimmter Position und der aus TLE-Daten bestimmten Position. Zusätzlich angegeben ist der Verlauf des Elevationswinkels für diesen Überflug.

5.4 Einfluss der hohen Bahngeschwindigkeit

In vielen Szenarien, bei denen das Verfahren des Radars mit synthetischer Apertur angewendet wird, geht man davon aus, dass sich das Radarsystem während der Aufnahme schrittweise über die entsprechende Szene bewegt. Das würde bedeuten, dass das Radarsystem während der Aufnahme eines Pulses still steht, und sich erst nach dem Empfang des Radarechos zur nächsten Position weiter bewegt. Diese Annahme stellt allerdings, im Falle eines kontinuierlich über die Szene bewegten Radarsystems, eine Vereinfachung dar und ist auch unter dem Namen „Stop-and-go-Approximation“ bekannt. Diese Annahme ist allerdings nur zulässig, wenn die Entfernungsänderung oder verallgemeinert ausgedrückt, die Abbildungsgeometrie sich während dem Send- und Empfangsvorgang eines Pulses nicht wesentlich ändert. Das gleiche gilt für die Abbildung mit inverser synthetischer Apertur, bei der ja die Szene sich kontinuierlich am Radarsystem vorbei bewegt. Die Grenzen, wann diese Vereinfachung ohne merkbare Fehler angenommen werden kann, hängen von der Pulslänge sowie von der erzielbaren räumlichen Auflösung des Radarsystems im Zusammenspiel mit der Größenordnung der Relativbewegung von Radarsystem und Szenerie ab. Für ein hochauflösendes abbildendes Radarsystem für Satelliten in einer erdnahen Umlaufbahn sind diese Grenzen schon weit überschritten, was in diesem Abschnitt anhand von Simulationsergebnissen gezeigt wird. Deshalb muss in diesem Fall die Relativbewegung von Szenerie und Satellit während eines Pulses mit berücksichtigt werden, um die nominelle räumliche Auflösung erzielen zu können.

5.4.1 Dopplerfrequenz für hohe Systembandbreiten

Da sich die Abbildungsgeometrie bei einem Radarsystem zur Abbildung von erdnahen Satelliten von einem raumgestützten Seitensicht radar deutlich unterscheidet, treten bei ersterem deutlich größere radiale Geschwindigkeiten auf, was wiederum zu deutlich höheren Dopplerfrequenzen führt. Weist das Radarsystem zudem eine große relative Bandbreite auf, so unterscheidet sich die Dopplerfrequenz zusätzlich deutlich innerhalb dieser Bandbreite. Abbildung 5.22 zeigt die auftretende Dopplerfrequenz f_d für eine Sendefrequenz des Radarsystems von 8 GHz sowie für eine Sendefrequenz von 12,4 GHz für einen Elevationswinkelbereich von $E = 30^\circ$ bis 90° , wobei 90° dem Zenit entspricht. Diese beiden Frequenzen stellen die untere bzw. obere Grenzfrequenz der Radarsystembandbreite dar. Deshalb liegt die zu berücksichtigende Dopplerfrequenz im Bereich der durch diese beiden Kennlinien eingeschlossen wird und in der Grafik grau hervorgehoben ist. Der zeitliche Verlauf des dargestellten Diagramms verläuft von links nach rechts. Dargestellt ist die Dopplerfrequenz für drei Überflüge die sich in ihrer maximalen Elevation, vom Radarsystem aus gesehen, unterscheiden, aber alle dieselbe Bahnhöhe von $h_{SL} = 400$ km aufweisen. Mit $h_{SL} = 400$ km kann die Bahnhöhe als untere Grenze angenommen werden, bei der die größten radialen Geschwindigkeiten auftreten. Alle weiteren Objekte mit höherer Bahnhöhe und demnach geringerer Bahngeschwindigkeit erzeugen dementsprechend eine geringere Dopplerfrequenz. Was an dieser Stelle nicht bedeutet, dass Objekte auf höheren Bahnhöhen nicht diesem Fehlereinfluss unterliegen. Die Berücksichtigung des Fehlereinflusses aufgrund hoher radialer Geschwindigkeit muss vielmehr bei allen Objekten in einer erdnahen Umlaufbahn berücksichtigt werden.

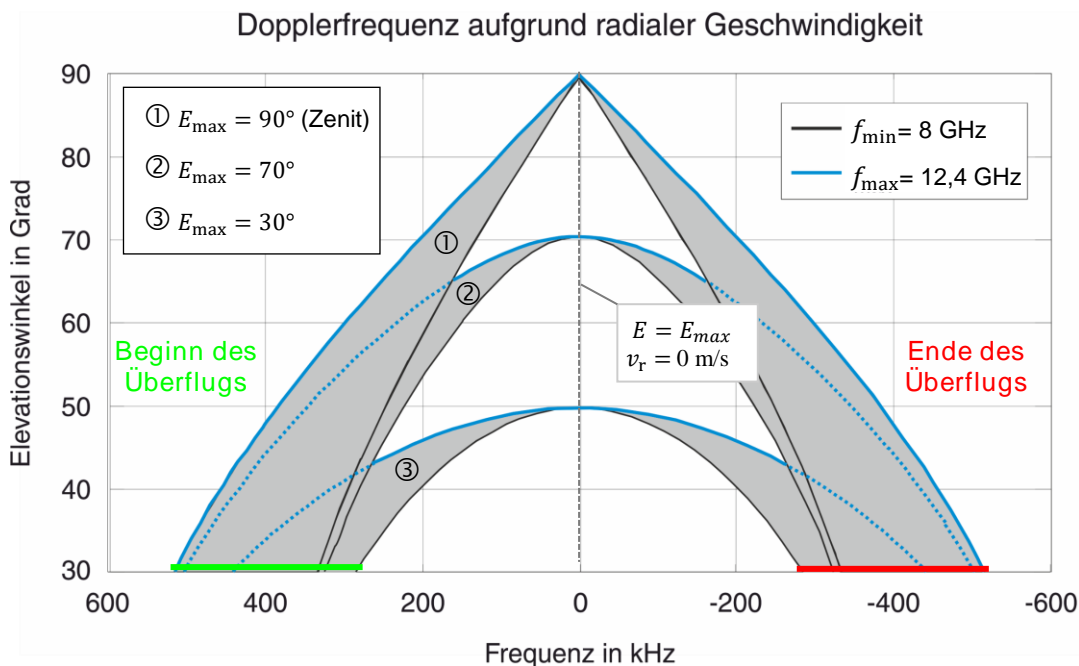


Abbildung 5.22: Dargestellt ist die durch die minimale bzw. maximale Radarfrequenz auftretende Dopplerfrequenz in Abhängigkeit des Elevationswinkels für drei verschiedene Überflüge, die sich durch ihren maximalen Elevationswinkel unterscheiden (①-③). Die verursachte Dopplerfrequenz liegt hierbei innerhalb des grauen Bereichs in den Grenzen des jeweiligen Überflugs. Durch die große Systembandbreite variiert diese innerhalb dieser Bandbreite stark und kann deshalb bei der Fehlerkorrektur nicht als monochromatisch angenommen werden.

Die größten Dopplerfrequenzen treten bei niedrigen Elevationswinkeln auf und nehmen kontinuierlich mit steigendem Winkel ab. Ist der jeweilige maximale Elevationswinkel eines Überflugs erreicht, beträgt die radiale Geschwindigkeit Null und es tritt keine

Dopplerfrequenz auf wie Abbildung 5.22 zeigt. Bei einem Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ liegt der Dopplerfrequenzbereich bei allen drei Überflügen in einem ähnlichen Frequenzbereich zwischen etwa $f_d = \pm 280$ kHz und $f_d = \pm 500$ kHz. Das Pluszeichen gilt hierbei zu Beginn des Überflugs, das Minuszeichen am Ende. Allgemein tritt vom Beginn des Überflugs bis zum Umkehrpunkt, der bei maximalem Elevationswinkel erreicht ist, eine positive Dopplerfrequenz auf sowie vom Umkehrpunkt bis zum Ende des Überflugs eine negative Dopplerfrequenz.

Bei allen drei Überflügen ist die deutliche Vergrößerung des grau dargestellten Dopplerfrequenzbereichs bei abnehmendem Elevationswinkel zu erkennen. Die Auswirkungen auf ein räumlich hoch aufgelöstes Entfernungsprofil durch die hohen radialen Geschwindigkeiten und den dadurch entstehenden Dopplerfrequenzbereich werden im nächsten Abschnitt anhand der Simulation eines idealen punktförmigen Streuzentrums gezeigt.

5.4.2 Defokussierung von Entfernungsprofilen aufgrund radialer Geschwindigkeitskomponenten

Die Auswirkungen auf ein räumlich hoch aufgelöstes Entfernungsprofil durch die hohe radiale Geschwindigkeitskomponente und die dadurch entstehende frequenzabhängige Dopplerverschiebung zeigt Abbildung 5.23 anhand von Entfernungsprofilen nach der Pulscompression. Die Abbildung zeigt die Auswirkung für zwei verschiedene Elevationswinkel bzw. radiale Geschwindigkeiten in Abhängigkeit der Pulslänge. Die positiven radialen Geschwindigkeiten entsprechen hierbei einer Flugrichtung bei der sich der Abstand vom Objekt zum Radarsystem vergrößert. Die Amplitude ist jeweils auf die Referenzfunktion normiert, die einer Pulslänge von $\tau_p = 30$ μ s entspricht und für die $f_d = 0$ gilt. Als Grundlage wurde die Abbildungsgeometrie mit einem maximalen Elevationswinkel von $E = 90^\circ$ herangezogen sowie einer Bahnhöhe von $h_{SL} = 400$ km (vgl.: Abbildung 5.22 Nr.: ①). Die Bandbreite des Radarsystems beträgt $B = 4,4$ GHz was einer Auflösung des Entfernungsprofils von etwa $\Delta r_{\text{entf}} = 3,5$ cm entspricht. Bereits bei einer Abnahme des Elevationswinkels auf $E = 70^\circ$ beträgt die radiale Geschwindigkeitskomponente schon $v_r = 2,47$ km/s, was abhängig von der Pulslänge eine deutliche Auswirkung auf die Fokussierung des Entfernungsprofils des idealen Streuzentrums hat. Bei einem Elevationswinkel von 30° vergrößert sich die radiale Geschwindigkeit nun auf $v_r = 6,25$ km/s, was die Degradierung des Entfernungsprofils in Abhängigkeit der Pulslänge nochmals deutlich vergrößert.

Die Abhängigkeit der Defokussierung von der Pulslänge lässt sich anschaulich damit begründen, dass ein Objekt innerhalb der Pulsdauer sich nur so weit fortbewegen darf, dass ein entsprechendes Streuzentrum die Auflösungszelle nicht verlässt. Je länger die Pulsdauer τ_p desto weiter bewegt sich ein Objekt während dieser Pulsdauer in radialer Richtung fort, was speziell bei kleinen Auflösungszellen (sehr hohe Auflösung) dazu führt, dass das Objekt innerhalb eines Pulses mehrere Auflösungszellen überstreicht.

Bei einer Pulslänge von $\tau_p = 5$ μ s sind in beiden Fällen die Auswirkungen hauptsächlich an den Einzügen der Nullstellen der si^2 -Funktion zu erkennen. Entsprechend des geringeren Zeit-Bandbreite Produkts liegt die maximale Amplitude nur bei -15,7 dB bezogen auf die Referenz. Wird die Pulslänge vergrößert, steigt die negative Auswirkung der radialen Geschwindigkeitskomponente deutlich an. Ist bei einer radialen Geschwindigkeit von $v_r = 2,47$ km/s und einer Pulslänge von $\tau_p = 15$ μ s noch ein ausgeprägtes Maximum erkennbar, so treten bei dieser Pulslänge und einer radialen Geschwindigkeit von $v_r = 6,25$ km/s bereits zwei Maxima und eine deutliche Verzerrung auf. Diese Verzerrung nimmt in beiden Fällen bei Verlängerung der Pulslänge weiter zu. Auch wenn die Verzerrung einen Amplitudenverlust verursacht, so überwiegt der durch das größer werdende Zeit-Bandbreite Produkt

erzeugte Amplitudengewinn. Somit vergrößert sich die Degradierung mit steigender Pulslänge bei gleichzeitiger Zunahme der maximalen Amplitude. Der durch die radiale Geschwindigkeitskomponente entstehende Verlust in der Amplitude lässt sich bestimmen, wenn man die Auswirkungen anhand des 30 μs langen Pulses mit dem Referenzpuls vergleicht. Im Fall einer radialen Geschwindigkeit von 2,47 km/s beträgt dieser etwa 4,9 dB, bzw. 8,9 dB bei einer radialen Geschwindigkeit von 6,25 km/s.

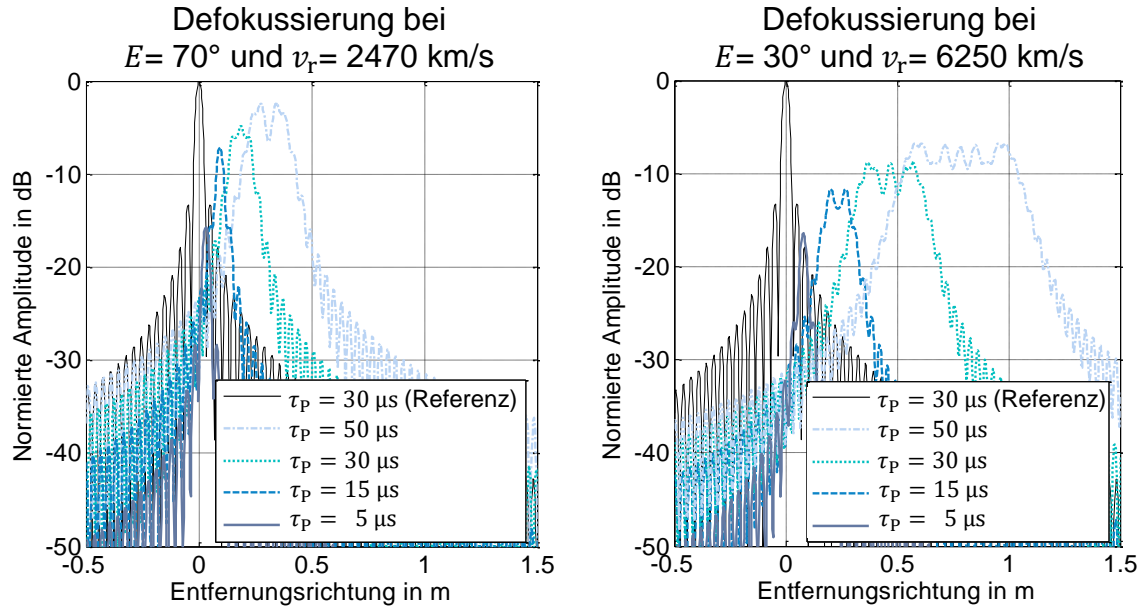


Abbildung 5.23: Defokussierung des Entfernungsp Profils eines idealen punktförmigen Streuzentrums aufgrund hoher radialer Geschwindigkeitskomponente. Dargestellt sind die Entfernungsp Profile für verschiedene Pulslängen τ_p , einer Radarsystembandbreite von 4,4 GHz ($\triangleq \Delta r_{\text{entf}} \approx 3,5 \text{ cm}$) sowie einer Höhe der Umlaufbahn von 400 km. Die dargestellten Elevationswinkel gehören zu einer Bahn, die einen maximalen Elevationswinkel von 90° aufweist. Je niedriger der Elevationswinkel desto größer die radiale Geschwindigkeit und die dadurch verursachte Defokussierung.

Deutlich ist auch die mittlere Verschiebung in positiver Entfernungsrichtung zu erkennen die sich mit zunehmender Pulslänge und zunehmender radialer Geschwindigkeit vergrößert. Die Verschiebung in positiver Entfernungsrichtung ist hierbei durch die positiv angenommene Geschwindigkeitskomponenten und der damit entstehenden positiven Dopplerfrequenz begründet. Bei negativer Dopplerfrequenz erhält man entsprechend eine Verschiebung in negative Entfernungsrichtung. Mit der Pulslänge τ_p , der Bandbreite B sowie der mittleren Dopplerfrequenz \bar{f}_d lässt sich diese Verschiebung für linear frequenzmodulierte Pulse berechnen zu

$$d_{fd} = \frac{\tau_p c_0}{2B} \bar{f}_d = \frac{\tau_p v_r}{B} f_m. \quad (5.26)$$

Hierbei ist c_0 die Lichtgeschwindigkeit, v_r die radiale Geschwindigkeitskomponente und f_m die Mittenfrequenz des frequenzmodulierten Pulssignals. Je kleiner die Bandbreite bzw. je länger die Pulsdauer desto größer ist die Verschiebung bei gleichbleibender radialer Geschwindigkeit.

Abbildung 5.24 zeigt die verschiebende Auswirkung der radialen Geschwindigkeit in Abhängigkeit der Bandbreite (bzw. der räumlichen Auflösung) bei konstanter Pulslänge.

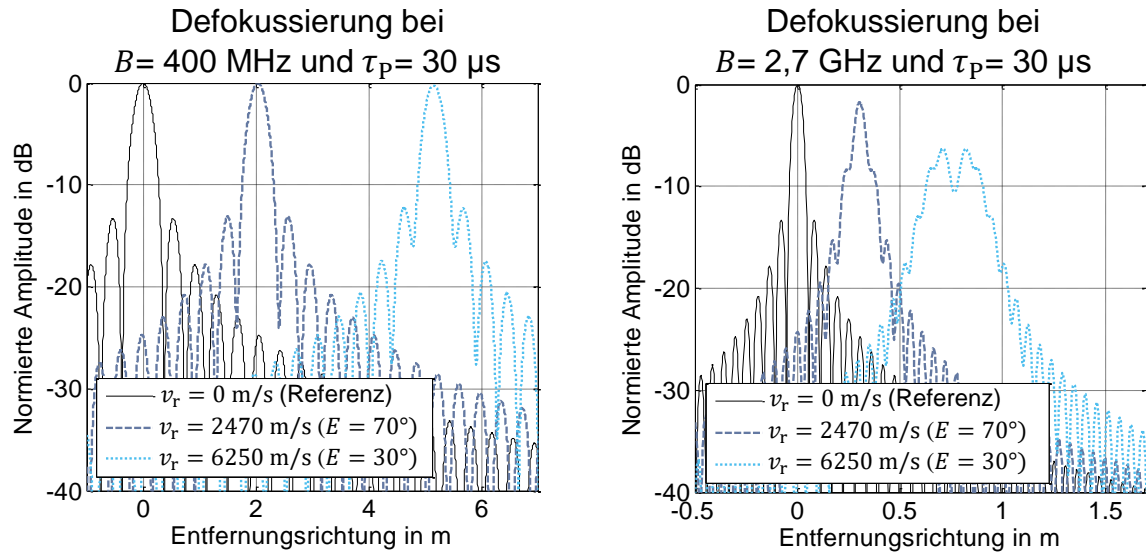


Abbildung 5.24: Defokussierung und Verschiebung eines idealen punktförmigen Streuzentrums aufgrund hoher radialer Geschwindigkeit für eine Radarsystembandbreite von 400 MHz ($\triangleq \Delta r_{\text{entf}} \approx 40 \text{ cm}$) sowie einer Bandbreite von 2,7 GHz ($\triangleq \Delta r_{\text{entf}} \approx 6 \text{ cm}$) für verschiedene Elevationswinkel bzw. radiale Geschwindigkeitskomponenten. Je niedriger der Elevationswinkel ist, desto größer ist die radiale Geschwindigkeit und die dadurch verursachte Defokussierung und Verschiebung.

Bei der räumlichen Auflösung von etwa $\Delta r = 40 \text{ cm}$ ist entsprechend Gl. (5.26) zwar eine große Verschiebung zu erkennen, aber selbst bei hohen radialen Geschwindigkeiten ist kaum eine Defokussierung bemerkbar. Der Verlust der Amplitude beträgt lediglich 0,04 dB bei einer radialen Geschwindigkeit von 2,47 km/s bzw. 0,25 dB bei 6,25 km/s.

Bei der räumlichen Auflösung von etwa $\Delta r = 6 \text{ cm}$ sind neben der Verschiebung dagegen auch deutliche Degradierungseffekte sichtbar. Der Verlust der Amplitude ist ebenfalls größer und beläuft sich hier auf 1,8 dB bei einer radialen Geschwindigkeit von 2,47 km/s bzw. 6,3 dB bei 6,25 km/s.

Um diesen Fehlereinfluss bei realen Messungen zu berücksichtigen, ist es daher nicht ausreichend, nur die mittlere Dopplerfrequenz zu korrigieren. Diese ist lediglich für die Verschiebung des Entfernungsprofils in zeitlicher Richtung verantwortlich. Nur wenn zusätzlich die Dopplerfrequenz in Abhängigkeit der momentanen Sendefrequenz betrachtet und korrigiert wird, lässt sich der Fehler – Verzerrung, Verschiebung und Amplitudenverlust – im gesamten korrigieren.

6 Abbildung realer Weltraumobjekte

Für die experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit ist neben dem in Kapitel 4 beschriebenen Radarsystem GigaRad insbesondere auch ein positionierbares Antennensystem entsprechender Größe notwendig. Erst dieses macht es möglich, ein abzubildendes Objekt über einen größeren Azimutwinkelbereich zu beleuchten, und somit die notwendige synthetische Apertur zu generieren. Hierfür wurde eine zur Verfügung stehende Parabolantenne des DLR, die normalerweise als Redundanzantenne für Satellitenkommunikation betrieben wird, entsprechend den Anforderungen an das abbildende Radarsystem umgerüstet. Das Antennensystem bildet zusammen mit dem Radarsystem GigaRad nun die Hauptkomponenten der experimentellen Basiskonfiguration IoSiS-0 des Abbildungssystems, welches im ersten Abschnitt dieses Kapitels näher erläutert wird. Weiter werden das angewendete Verfahren zur Systemkalibration und die damit erreichbare räumliche Entfernungsauflösung des Experimentalsystems betrachtet. Neben der Beschreibung des kohärenten Messablaufs werden dann als Schwerpunkt dieses Kapitels die mit der Basiskonfiguration IoSiS-0 bisher erlangten Messergebnisse diskutiert.

6.1 Die experimentelle Basiskonfiguration IoSiS-0

Der vorliegende Abschnitt beschreibt den Aufbau des für die Basiskonfiguration genutzten Antennensystems sowie dessen Verifikation in Form der Bestimmung von Antennenrichtcharakteristik und Antennenhauptstrahlrichtung für Sende- und Empfangsantenne.

6.1.1 Das Cassegrain-Sendeantennensystem

Bei der Wahl eines Antennensystems zur Abbildung von Weltraumobjekten in einer erdnahen Umlaufbahn müssen einige wichtige Voraussetzungen erfüllt sein. Eine der Hauptanforderungen an das Antennensystem ist die Möglichkeit der präzisen Nachführung der Richtcharakteristik anhand einer hinreichend bekannten Trajektorie basierend auf absoluten Zeitwerten. Die notwendige Positioniergenauigkeit wird hierbei durch die Halbwertsbreite der Richtcharakteristik bestimmt. Berücksichtigt man die Zweiwege-Ausbreitung des Radarsignals und somit die hin- und rücklaufende Welle, und lässt dabei eine maximale Amplitudendifferenz von 3 dB zu, so verschärft sich die notwendige Positionierungspräzision des Antennensystems noch weiter. Dies ergibt sich daraus, dass bei einer Ablage des Zielobjekts in der Größe der halben Halbwertsbreite, in Bezug auf die Hauptstrahlrichtung der Antenne und bei Berücksichtigung der hin- und rücklaufenden Welle, bereits ein Amplitudenverlust von 6 dB auftritt. Neben der Nachführungsgenauigkeit kommt ferner hinzu, dass speziell bei der Verfolgung von Objekten in einer erdnahen Umlaufbahn und damit bei den höchsten Bahngeschwindigkeiten eine bestimmte Positioniergeschwindigkeit in Elevations- und Azimutrichtung erreicht werden muss. Diese sollten bei Betrachtung eines Elevation-über-Azimut-Positioniersystems mindestens im Bereich von 15°/s liegen, um niedrig fliegende Objekte auch bei hohen Elevationswinkeln während des gesamten Überflugs ohne Unterbrechung beobachten zu können. Wird die verfügbare maximale Drehgeschwindigkeit bei einem Überflug überschritten, was im Allgemeinen bei Annäherung an den Zenit der Falls ist (sprich bei hohen Elevationswinkeln), so entsteht ein Winkelbereich der Objektbahn, der während des Überflugs durch das Radar nicht abgedeckt wird, da eine falsche

Blickrichtung vorliegt. Deshalb sind möglichst hohe Positioniergeschwindigkeiten unabdingbar und Messungen nahe an Zenitdurchgängen zu vermeiden. Ferner muss das Antennensystem eine entsprechende Aperturgröße aufweisen, da der Antennengewinn eine maßgebliche Größe zum erzielbaren SNR darstellt.

Abbildung 6.1 zeigt eine Übersichtsgrafik der Hauptkomponenten der experimentellen Basiskonfiguration IoSiS-0. Sie besteht aus dem Antennensystem mit einer 9 m-Sendeantenne in Cassegrain-Konfiguration und zwei separaten direkt gespeisten Empfangsantennen sowie dem separat positionierten Radarsystem in einem Container, welches die wesentliche Radarelektronik enthält. Die Empfangsantennen sind aus einer 1m-Parabolantenne sowie aus einer 1,8 m Offset-Parabolantenne realisiert. In der vorliegenden Arbeit wurde hauptsächlich die 1,8 m große Empfangsantenne genutzt. Die zweite Empfangsantenne wurde bereits für zukünftige mehrkanalige Abbildungsuntersuchungen vorgesehen.

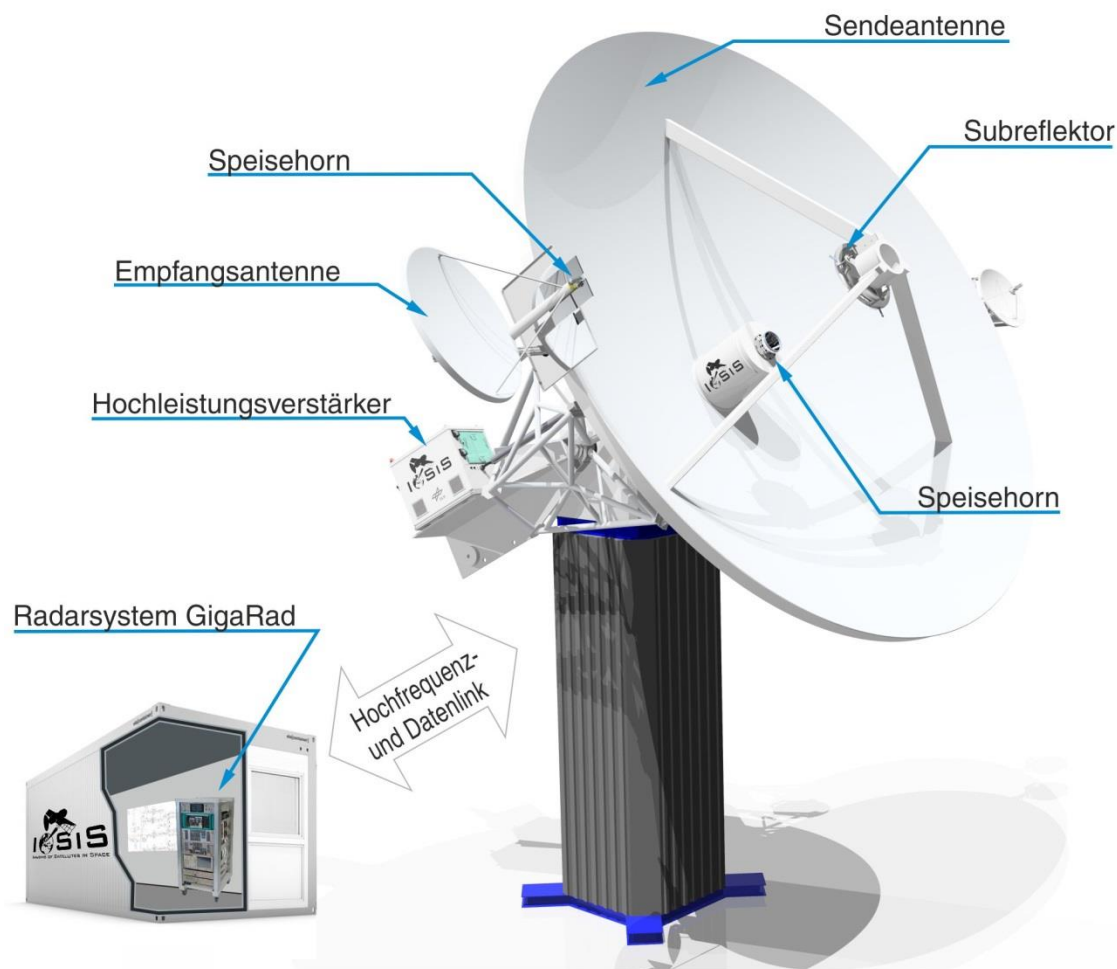


Abbildung 6.1: Hauptkomponenten der experimentellen Basiskonfiguration IoSiS-0, bestehend aus einer 9 m-Sendeantenne in Cassegrain-Konfiguration und zwei separaten direkt gespeisten 1 m- und 1,8 m Empfangsantennen, sowie der Radarelektronik. Ein direkt auf dem Antennensystem installierter Hochleistungsverstärker liefert die notwendige Sendeleistung. Das Radarsystem zur Sende- und Empfangssignalaufbereitung sowie Signalerzeugung und Signalerfassung ist zum Wetterschutz und zur besseren Bedienung in dem gezeigten Container untergebracht.

Das vom Radarsystem im X-Band bereitgestellte Sendesignal wird dämpfungsarm durch Umsetzung auf eine optische Trägerfrequenz der Sendeantenne zugeführt. Nach der Umsetzung zurück in den Mikrowellenbereich wird es dann zur Erzeugung der notwendigen

Sendeleistung hoch verstärkt und in Hohlleitertechnik zum Speisehorn der Cassegrain-Sendeantenne geführt. Ein in die Übertragungsstrecke zwischen Hochleistungsverstärker und Speisehorn implementiertes und in Hohlleitertechnik ausgeführtes Tiefpassfilter dient hierbei der Unterdrückung der durch den Wanderfeldröhrenverstärker (engl.: Travelling-Wave Tube Amplifier – TWTA) verursachten harmonischen Frequenzen. Das gesamte Hohlleiternetzwerk wird im Betrieb mit CO₂-Gas gefüllt und mit einem Überdruck von etwa 1,5 bar (bezogen auf die Standardatmosphäre) betrieben, um Überschläge aufgrund der hohen elektrischen Feldstärken zu vermeiden. Das Empfangssignal wird noch im Mikrowellenfrequenzbereich direkt nach dem Speisehorn der Empfangsantenne rauscharm verstärkt, bevor es dann ebenfalls über eine optische Trägerfrequenz vom Antennensystem zum Radarsystem zur weiteren Signalkonditionierung und digitalen Signalerfassung übertragen wird. Die Empfangsantenne wurde vergleichsweise klein ausgeführt, damit sie an die Sendeantenne montiert und damit exakt gleich mit dieser bewegt werden kann.

Das verfügbare Antennensystem erfüllt weitestgehend die anfangs genannten Anforderungen zur Verfolgung von Objekten in einer erdnahen Umlaufbahn. Das ursprünglich als Sende- und Empfangsantenne für Satellitenkommunikation betriebene Antennensystem besteht aus einer Parabolantenne mit einem Durchmesser von 9 m sowie einem Elevation-über-Azimut-Positioniersystem. Die maximale Positioniergeschwindigkeit beträgt in Elevations- und Azimutrichtung jeweils 6°/s, was das Verfolgen von Objekten in einer erdnahen Umlaufbahn prinzipiell möglich macht. Die angegebene Positioniergenauigkeit beträgt $\pm 0,1^\circ$, was aufgrund der Antennengröße im Zusammenhang mit der zugrunde liegenden Sendefrequenz im X-Band einen kritischen Wert darstellt, da die Halbwertsbreite bei voller Ausleuchtung, bzw. nahezu konstanter Amplitudenbelegung des gesamten Reflektors in der gleichen Größenordnung liegt. Da aber eine Anpassung des Speisenetzwerkes der Antenne an die Radarparameter durchgeführt werden musste, konnte dieser Umstand entsprechend berücksichtigt werden, indem nun der Reflektor mit einer starken Amplitudengewichtung ausgeleuchtet wird, was eine gewünschte Verbreiterung der Halbwertsbreite zur Folge hat und somit die notwendige Positioniergenauigkeit etwas entspannt, wie das später gezeigte Antennenrichtdiagramm zeigt.

Abbildung 6.2 zeigt das Antennensystem in ursprünglicher Konfiguration als S-Band-Kommunikationsantenne für Satellitenkommunikation (links) im Vergleich mit dem für die Basiskonfiguration IoSiS-0 umgerüsteten breitbandigen X-Band-Antennensystem (rechts). Um eine möglichst niedrige Empfängerrauschzahl zu erreichen ist die Empfangselektronik in Form eines rauscharmen Vorverstärkers sowie einem Koaxialschalter für Kalibrierzwecke in einem Gehäuse direkt hinter dem Speisehorn der 1,8 m-Empfangsantenne montiert. Die Cassegrain-Konfiguration der Sendeantenne ermöglicht hierbei einen kurzen Weg der Signalführung vom Hochleistungsverstärker zur Speiseantenne und somit eine verlustarme Speisung des Antennensystems im Vergleich zu einer direkt im Fokalkpunkt gespeisten Sendeantenne. Um das Übersprechen zwischen Sende- und Empfangsantenne weiter zu minimieren und damit die Isolation zwischen Sende- und Empfangspfad zu vergrößern, ist die Empfangsantenne um etwa 50 cm zur Aperturbene der Sendeantenne nach hinten versetzt angebracht und zusätzlich durch metallische Platten abgeschirmt.

Für die Umrüstung der Kommunikationsantenne zu einer breitbandigen Hochleistungsradarantenne war die Entwicklung eines neuen Speisenetzwerkes bestehend aus einem Rillenhorn und einem Subreflektor notwendig [Haa16]. Hierbei waren die Herausforderungen an das Speisenetzwerk zum einen eine möglichst breitbandige Speisung bei gleichzeitig möglichst homogener Ausleuchtung des Hauptreflektors und die Durchschlagsfestigkeit bei Pulsleistungen bis zu 10 kW. Zum anderen ist das Speisenetzwerk so realisiert, dass der Hauptreflektor mit einer starken Amplitudengewichtung belegt wird. Diese ist so ausgelegt, dass eine Abnahme der Amplitude um 10 dB bereits bei einem Radius von 4 m bezogen auf das

Amplitudenmaximum erreicht wird. Somit lässt sich zum einen eine große Verringerung der Nebenkeulen erzielen und gleichzeitig die Überstrahlung des Hauptreflektors minimieren. Beides war hier durch Auflagen gefordert, um Interferenzen mit umliegenden Kommunikationssystemen auszuschließen. Ein Verlust im absoluten Antennengewinn musste dadurch aber hingenommen werden. Die wiederum durch die Amplitudengewichtung leicht vergrößerte Halbwertsbreite entspannt aber im positiven Sinn die bereits zuvor angesprochene Winkelgenauigkeit des Antennenpositioniersystems.

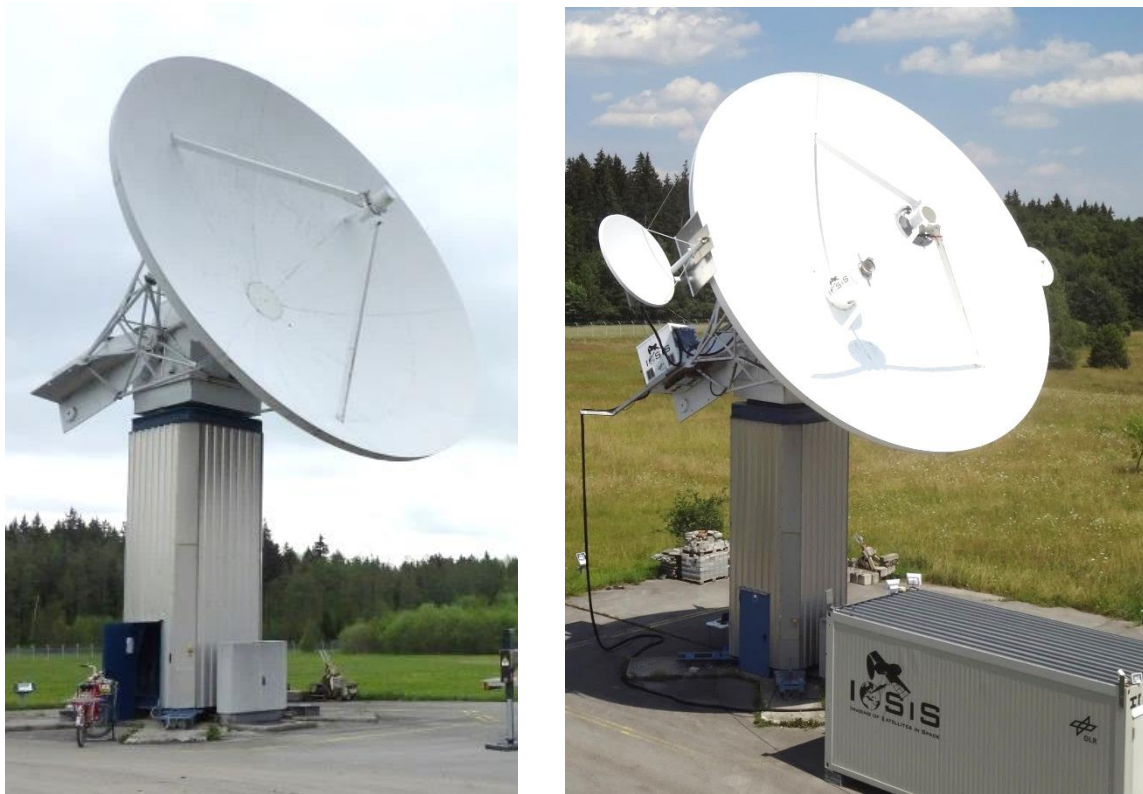


Abbildung 6.2: Vergleich der Antennenkonfiguration vor (links) und nach (rechts) dem Umbau zu einer breitbandigen Hochleistungsantenne in Cassegrain-Konfiguration mit separater 1 m- und 1,8 m-Empfangsantenne sowie zusätzlichem Hochleistungsverstärker hinter dem Hauptreflektor der Sendeantenne.

6.1.2 Validierung der Antennenrichtcharakteristika

Um bei der Abbildung eines Weltraumobjekts zu gewährleisten, dass das Objekt über einen großen Winkelbereich hinreichend zentriert innerhalb der Hauptkeulen bleibt, muss die absolute Blickrichtung der Antennenhauptkeulen in beiden Raumdimensionen Elevation und Azimut sowohl für Sende- als auch Empfangsantenne hinreichend genau bekannt sein. Durch den Einbau eines neuen Speisernetzwerkes war es notwendig, die Antennenrichtcharakteristik der 9m-Sendeantenne neu zu vermessen, um das Richtdiagramm und einen etwaigen Schielwinkel zu bestimmen und kompensieren zu können. Darüber hinaus musste die Ausrichtung der separat montierten Empfangsantenne hinreichend genau an die Blickrichtung der Sendeantenne angepasst werden.

6.1.2.1 Cassegrain-Sendeantenne

Die Herausforderung bei der Bestimmung der Antennenrichtcharakteristik der Sendeantenne ist durch deren Aperturgröße und die damit einhergehenden hochfrequenztechnischen

Eigenschaften gegeben. Das Fernfeld beginnt bei der hier vorliegenden Antennengröße in Verbindung mit dem genutzten Frequenzbereich definitionsgemäß bei etwa 5 km Entfernung. Deshalb wird bei der Charakterisierung von Großantennen häufig ein mehrere Kilometer entfernter Sender bzw. Empfänger genutzt der von einer exponierten Lage aus (z.B. Berg, Hügel, Turm) ein Referenzsignal sendet bzw. empfängt. Der Nachteil dieser Vorgehensweise ist der Umstand, dass bei dieser Messgeometrie trotz einer exponierten Lage des Senders relativ geringe Elevationswinkel notwendig sind. Daher können über Nebenkeulen entstehende Reflexionen am Boden (Mehrwegeausbreitung) die eigentliche Messung verfälschen. Gerade im hier vorliegenden Fall, bei dem durch die Validierung der Richtcharakteristik die absoluten Elevations- und Azimutwinkelwerte der Antennenhauptstrahlrichtung bestimmt werden sollen, ist diese Vorgehensweise deshalb nicht geeignet. Aus diesem Grund musste in der vorliegenden Arbeit eine andere Möglichkeit zur Validierung der Antennenrichtcharakteristik gefunden werden.

Als Referenzsender wurden deshalb die von SES ASTRA betriebenen und auf einer geostationären Umlaufbahn positionierten Rundfunksatelliten ausgewählt, die einen Teil des Frequenzbereichs von IoSiS-0 nutzen und die sich durch die Ausstrahlung von Rundfunksignalen im ständigen Sendebetrieb befinden. Dabei werden ferner simultan vertikale und horizontale Polarisation ausgesendet. Abbildung 6.3 zeigt die geometrischen Verhältnisse zwischen IoSiS-0 und der geostationären Satellitenposition der ASTRA-Satelliten.

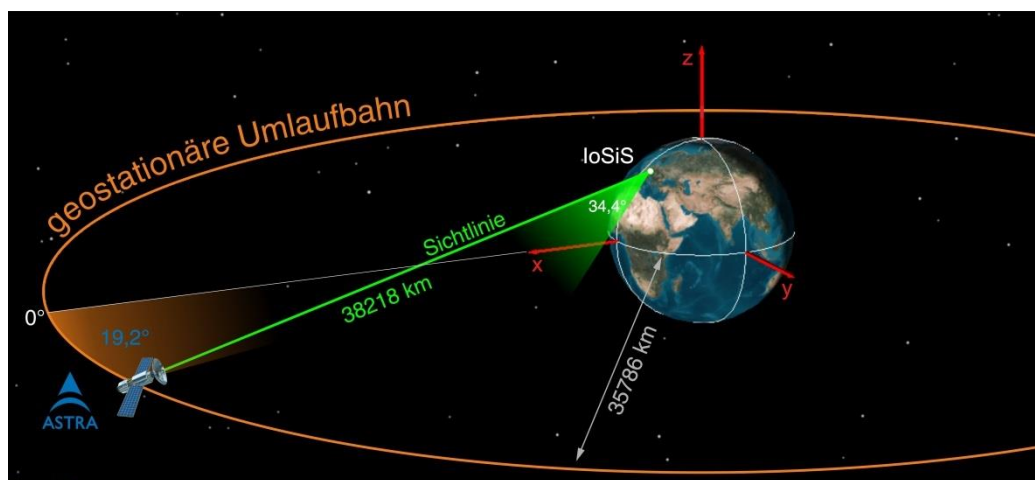


Abbildung 6.3: Geometrische Verhältnisse, die zur Bestimmung der Antennenrichtcharakteristik der Cassegrain-Sendeantenne sowie zur Ausrichtung der separaten Empfangsantenne mit den geostationären ASTRA-Satelliten als Referenzsender ausgenutzt werden.

Die vier geostationären Satelliten sind auf $19,2^\circ$ Ost positioniert und können vom IoSiS-0 Standort unter einem konstanten Elevationswinkel von etwa $E = 34,4^\circ$ gesehen werden, was einen ausreichend hohen Wert darstellt, um Reflexionseffekte am Boden über Nebenmaxima der Antennenrichtcharakteristik auszuschließen. Der Sendefrequenzbereich der ASTRA-Satelliten liegt im Bereich $f_{\text{ASTRA}}^{\min} = 10,8 \text{ GHz}$ bis $f_{\text{ASTRA}}^{\max} = 12,6 \text{ GHz}$ und ist in einzelne Kanäle mit einer Kanalbandbreite von 26 MHz bzw. 33 MHz aufgeteilt [SES17]. Die Sendeleistung eines ASTRA-Transponders, der wiederum mehrere Kanäle überträgt, beträgt etwa 140 W. Laut Betreiber SES-ASTRA liegt die äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP) bei 54 dBW⁵. Diese relativ hohe äquivalente Sendeleistung erlaubt trotz der großen Entfernung

⁵ Quelle der technischen Daten zu SES Astra Rundfunksatelliten: <https://www.ses.com/>

eine ausreichende Leistungsmessung mit dem IoSiS-System zur Verifikation der Antennenrichtcharakteristik.

Zur Bestimmung des Antennenrichtdiagramms wurde die eigentlich als Sendeantenne vorgesehene 9m-Cassegrain-Antenne temporär als Empfangsantenne betrieben, um eine Leistungsmessung des vom ASTRA-Satelliten ausgesendeten Signals durchzuführen. Durch sukzessive Änderung des Elevations- sowie Azimutwinkels bei gleichzeitiger Messung der Empfangsleistung konnte so zunächst das Hauptmaximum der Richtcharakteristik bestimmt werden. Anschließend wird durch die Erstellung eines Elevations- und Azimutschnitts durch das zuvor bestimmte Hauptmaximum die Richtcharakteristik in der jeweiligen Raumrichtung bestimmt. Abbildung 6.4 zeigt beide Schnitte durch die normierte Richtcharakteristik.

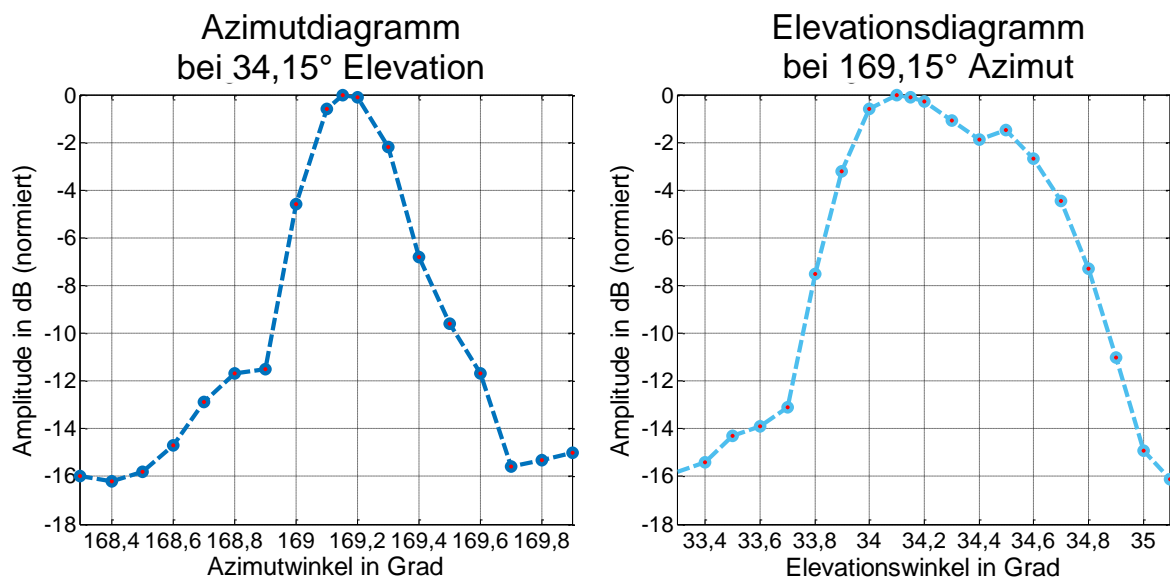


Abbildung 6.4: Gemessener Azimut- und Elevationschnitt durch die Richtcharakteristik der 9 m-Cassegrain-Antenne.

Das Hauptmaximum ist in Elevations- wie auch in Azimutrichtung zunächst deutlich erkennbar. Die theoretische Halbwertsbreite bei Berücksichtigung der Ausleuchtung des Hauptreflektors mit einer 10 dB-Amplitudengewichtung bei einem Durchmesser $D = 8$ m beträgt in diesem Frequenzbereich etwa $\Theta_{\text{HWB}} = 0,23^\circ$. Auffällig ist daher die in Elevationsrichtung deutlich vergrößerte Halbwertsbreite. Diese beträgt etwa $\Theta_{\text{HWB}/\text{elev}} = 0,6^\circ$ im Vergleich zu $\Theta_{\text{HWB}/\text{azim}} = 0,25^\circ$ in Azimutrichtung. Ein sehr wahrscheinlicher aber nicht weiter verifizierter Grund hierfür ist, dass sich Antennensysteme dieser Größe durch die Jahrzehnte wirkende Gravitationskraft in Elevationsrichtung leicht deformieren und somit eine Aufweitung entstehen kann, was wiederum diese Defokussierung zur Folge haben kann. Berücksichtigt man die nominelle Blickrichtung ausgehend von den IoSiS-0 Koordinaten so beträgt der Azimutwinkel $Az_{\text{Astra}} = 169,1^\circ$ und der Elevationswinkel $E_{\text{Astra}} = 34,49^\circ$, unter denen der ASTRA-Satellit lokalisiert ist. Vergleicht man diese Werte mit den Winkelwerten der ermittelten Antennenrichtcharakteristik, so beträgt die Abweichung der absoluten Winkelwerte der Antennenhauptstrahlrichtung (hier definiert als Amplitudenmaximum der Richtcharakteristik) im Vergleich zur nominellen Blickrichtung in Azimutrichtung $\Delta Az_{\text{Astra}} = 0,08^\circ$ sowie in Elevationsrichtung $\Delta E_{\text{Astra}} = 0,4^\circ$. Um eine Fehlausrichtung bei der Nachführung des Antennensystems bei den späteren Radarmessungen zu vermeiden, müssen diese Offsetwerte berücksichtigt werden. Da die Berücksichtigung dieser Offsetwerte einfach zu bewerkstelligen ist, wird auf eine aufwendige mechanische Nachjustierung des

Speisehorns bzw. des Subreflektors zum Einstellen der Antennenhauptstrahlrichtung auf den nominellen Wert verzichtet.

Zusammengefasst lässt sich festhalten, dass die messtechnisch bestimmte Antennenrichtcharakteristik der 9 m-Sendeantenne trotz des Betriebs im X-Band und der damit einhergehenden deutlich höheren Empfindlichkeit gegenüber geometrischer Ungenauigkeiten, ein wichtiges Resultat darstellt, wenngleich auch wegen der Verbreiterung in Elevationsrichtung ein Verlust im Antennengewinn hingenommen werden muss. Da bei der Verifikation des Richtdiagramms keine absolute Leistungsmessung durchgeführt wurde, kann der Verlust im Antennengewinn anhand des gemessenen Richtdiagramms nur abgeschätzt werden. Ausgehend von einer Abweichung der Halbwertsbreite in einer Kardinalrichtung (hier Elevationsrichtung) vom nominellen Wert um den Faktor 3, muss von einem Antennengewinn ausgegangen werden, der mindestens 4-5 dB unter dem nominellen Wert liegt.

6.1.2.2 Direkt gespeiste Empfangsantenne

Die 1,8 m-Empfangsantenne ist als Offset-Reflektorantenne realisiert, wobei es sich bei dem Reflektor um ein Kaufprodukt eines gewöhnlichen Antennenreflektors für Satellitenfernsehen handelt. Die verwendete Hornantenne wurde speziell für den Einsatz im IoSiS-0 System entwickelt um die hohe Bandbreite erreichen zu können. Der messtechnisch verifizierte Antennengewinn der gesamten Offset-Reflektorantenne liegt bei 43,3 dBi bei einer Antennenhalfwertsbreite von $1,18^\circ$ sowie einer Frequenz von 10,2 GHz. Mit einer 3 dB-Bandbreite von 4,42 GHz im IoSiS Frequenzbereich, erfüllt diese die Anforderungen an die Empfangsantenne im IoSiS-0 System. Um die Antennenhauptstrahlrichtung der Empfangsantenne an die der Sendeantenne anzupassen, wurde wiederum ein geostationärer Rundfunksatellit als Referenzsender genutzt.

6.2 Charakterisierung der Gesamtkonfiguration IoSiS-0

Im folgenden Abschnitt wird die Bestimmung der hochfrequenztechnischen Eigenschaften des Gesamtsystems vorgestellt. Hierzu zählen die Systemkalibration zur Bestimmung und Korrektur der Systemübertragungsfunktion, die Bestimmung der Empfängerrauschtemperatur sowie des daraus resultierenden NESZ-Wertes. Um Interferenzen mit benachbarten und operationell betriebenen Satellitenkommunikationssystemen zu vermeiden, wurde der für die experimentellen Messungen genutzte Frequenzbereich auf das untere Seitenband (USB) bei 8,0-10,85 GHz begrenzt, so dass derzeit eine maximale Bandbreite von $B = 2,85$ GHz zur Verfügung steht. (Abbildung 6.5).

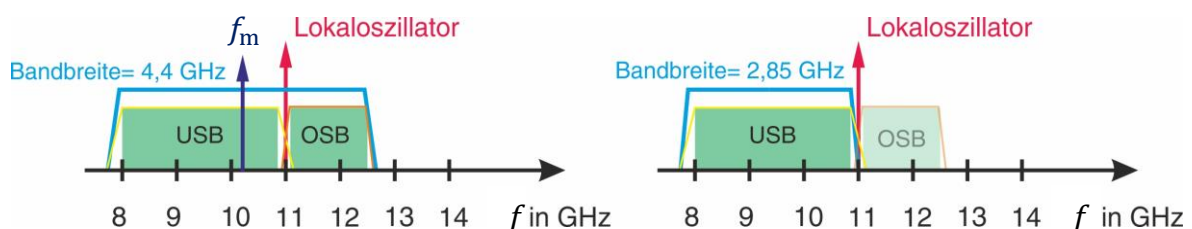


Abbildung 6.5: Frequenzplan der gesamten im IoSiS-0-System zur Verfügung stehenden Bandbreite (links) und des Frequenzbereichs der für die experimentellen Messungen genutzt wurde (rechts).

6.2.1 Systemkalibration

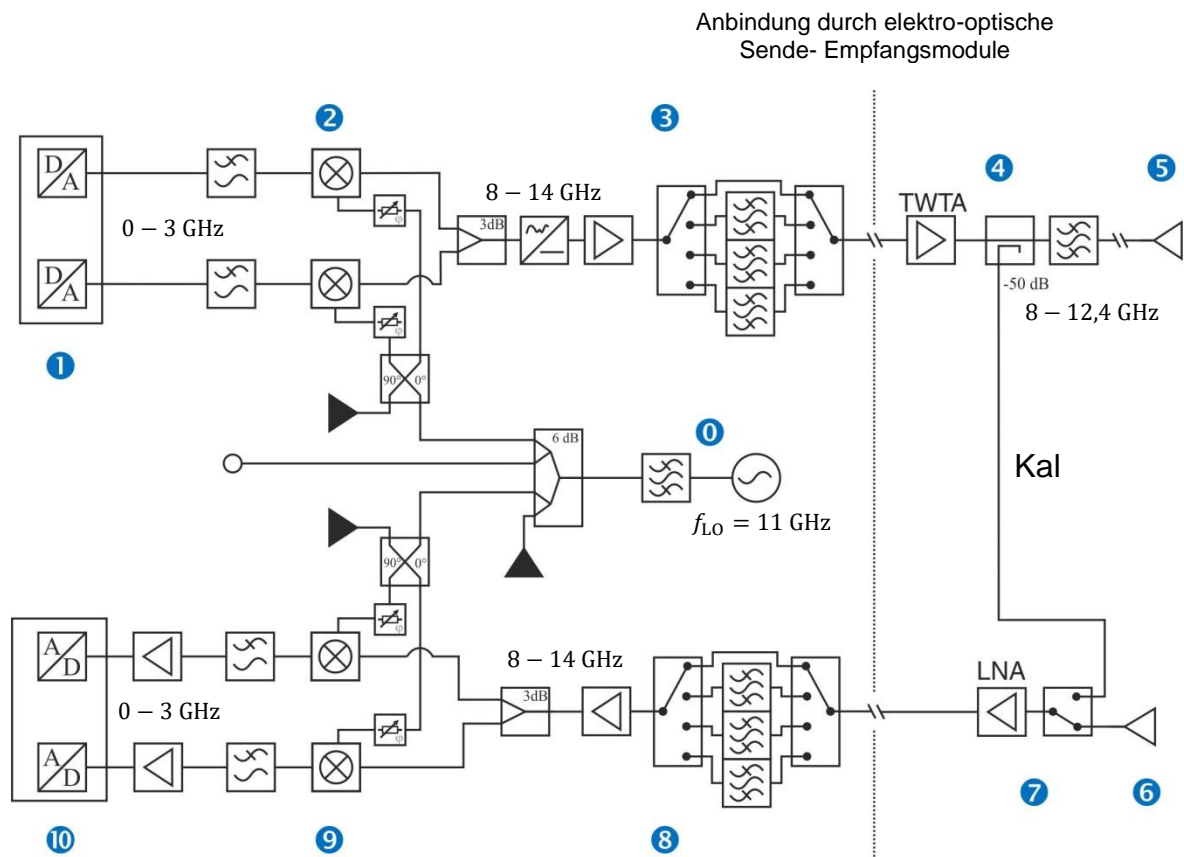
Um die nominelle Leistungsfähigkeit des Abbildungssystems in Bezug auf räumliche Auflösung sowie auch die radiometrische Empfindlichkeit (SNR) zu erreichen, ist die Korrektur einer nicht idealen Systemübertragungsfunktion notwendig. Grundsätzlich ist von einem nichtlinearen Phasenverlauf bzw. einem nicht konstanten Amplitudenverlauf in Abhängigkeit der Frequenz auszugehen, was sich in Dispersion und damit frequenzabhängigen Signallaufzeiten ausdrückt. Verursacht wird dieser Umstand durch analoge Bauteile als auch durch Baugruppen, welche Schnittstellen zwischen analoger und digitaler Signalform darstellen, wie dies beispielsweise der Hochgeschwindigkeitsabtaster und der digital basierte Signalgenerator (AWG) sind. Je breitbandiger ein System und damit räumlich hochauflösender ist, desto größer bzw. degradierender sind dispersive Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit des Abbildungssystems, weshalb eine Korrektur unabdingbar ist. Diese Bestimmung und Korrektur der Systemübertragungsfunktion wird beim IoSiS-0-System in zwei Schritten durchgeführt. Zunächst wird die Systemübertragungsfunktion der Radarelektronik für sich alleine bestimmt. Im Anschluss daran wird der Einfluss des Antennensystems berücksichtigt. Beide Schritte, die zusammen der Gesamtsystemkalibration entsprechen, werden im Folgenden getrennt betrachtet und beschrieben.

6.2.1.1 Kalibration der Radarelektronik

Unter dem Begriff Radarelektronik werden im Kontext der hier beschriebenen Kalibration alle Bauteile und Komponenten des Gesamtsystems mit Ausnahme des Antennensystems und dessen Speisetzwerk verstanden. Dies wird durch das in Abbildung 6.6 dargestellte vereinfachte Blockschaltbild des IoSiS-0-Systems verdeutlicht, welches zum besseren Verständnis nur die grundlegenden Komponenten enthält. Daher sind Koppler, Isolatoren, diverse Zwischenverstärker sowie einstellbare Dämpfungsglieder nicht dargestellt. Des Weiteren ist jeweils nur einer der beiden identisch aufgebauten Empfangskanäle gezeigt. Der Bereich des Radarsystems beinhaltet sendeseitig als erste Komponente die digitale Sendesignalerzeugung zur Generierung zweier unabhängiger Signale zur IQ-Modulation mit einer maximalen Bandbreite von jeweils 3 GHz (❶). Anschließend folgt die Umsetzung ins HF-Band über zwei Frequenzumsetzer (❷) die aus Gründen der Kohärenz aus einem zentralen Lokoszillator über zwei Hybridringkoppler mit nachgeschalteten einstellbaren Phasenschiebern gespeist werden (❸). Die einstellbaren Phasenschieber erlauben hierbei die für die IQ-Modulation notwendige Feineinstellung der Phasendifferenz von 90° . Das nach einem Zwischenverstärker implementierte Filternetzwerk erlaubt neben dem IQ-Betrieb die filtertechnische Unterdrückung des nicht erwünschten oberen bzw. unteren Seitenbandes (USB, OSB) (❹). Ein speziell abgestimmtes Amplitudenausgleichsfilter kompensiert weitestgehend den über der Frequenz variierenden Amplitudengang. Die Anfertigung dieses speziellen Filters ist notwendig, um zu große Amplitudenschwankungen auszugleichen, die nur schwer durch die digitale Signalbearbeitung kompensiert werden können. Allein der verwendete Hochleistungsverstärker (TWTA) weist beispielsweise einen Amplitudengang von $\pm 7,5$ dB auf.

Durch die Anbindung über elektrooptische Send-Empfangs-Module wird das Sendesignal dann zum Antennensystem übertragen, wo es dem TWTA zugeführt wird. Nach diesem ist die Signalübertragung bis zum Speisehorn der Cassegrain-Antenne mit WR90-Hohlleitern realisiert. Über den Hohlleiterkoppler direkt nach dem TWTA lässt sich dann das für die Kalibration des Radarsystems notwendige Kalibrationssignal auskoppeln (❺), welches direkt dem Empfänger zugeführt wird. Die weiteren im Sendepfad vorhandenen Komponenten, wie das anschließende Hohlleiterbandpassfilter und das Speisetzwerk der Sendeanenne (❻) werden in einem zweiten Schritt kalibriert, der im nächsten Abschnitt beschrieben

wird. Das zwischen dem TWTA und der Sendeantenne eingebaute Hohlleiterbandpassfilter unterdrückt hierbei die von der Wanderfeldröhre erzeugten harmonischen Frequenzen und begrenzt somit den Frequenzbereich auf die zulässige Bandbreite.



- | | | | |
|---|--|-----|---|
| 0 | Lokalszillator mit Hybridringkoppler und einstellbaren Phasenschiebern | 6 | Empfangsantenne ($D = 1,8 \text{ m}$) |
| 1 | Digitale Signalerzeugung (max. 10 GS/s) | 7 | Einkoppeln des Kalibrationssignals und rauscharme Verstärkung |
| 2 | Umsetzung des Sendesignals in das HF-Band (IQ-Modulator) | 8 | Zwischenverstärker und Filternetzwerk zur Auswahl des USB und/oder OSB |
| 3 | Zwischenverstärker und Filternetzwerk zur Auswahl des USB und/oder OSB | 9 | Umsetzung des Empfangssignals in das Basisband (IQ-Demodulator) |
| 4 | Hochleistungsverstärker mit Koppler für Kalibrationssignal und anschließendem harmonischen Bandpassfilter. | 10 | Digitale Signalerfassung (Hochgeschwindigkeitsabtaster mit Abtaste von 8 GS/s) |
| 5 | Cassegrain-Sendeantenne ($D = 9 \text{ m}$) | Kal | Kalibrationspfad |

Abbildung 6.6: Vereinfachtes Blockschaltbild des IoSiS-0-Radarsystems. Dargestellt sind der Sendepfad und ein Empfangspfad. Der zweite verfügbare Empfangspfad ist identisch aufgebaut.

Das im Sendepfad ausgekoppelte Kalibrationssignal wird im Empfangspfad über einen Koaxialschalter direkt nach dem Speisehorn der Empfangsantenne, aber vor dem folgenden rauscharmen Verstärker, eingespeist (7). Der weitere Empfangspfad ist weitestgehend symmetrisch zum Sendepfad realisiert, d.h. mit der optischen Übertragung des Empfangssignals vom Antennensystem zur Radarelektronik, einem Filternetzwerk und diversen

Zwischenverstärkern zur Signalkonditionierung (8), sowie der Umsetzung des Empfangssignals ins Basisband (9) und der anschließenden digitalen Datenerfassung (10). Der so realisierte Signalweg lässt das zur Kalibrierung verwendete Vermessen der wesentlichen Komponenten des Radarsystems zu. Um temperaturbedingte Schwankungen der Systemübertragungsfunktion während einer Messung zu kompensieren, wird jeweils vor sowie nach jeder Messung eine Systemkalibration über diesen Signalweg durchgeführt. Die Empfangsantenne mit ihren zugehörigen Komponenten (6) wird wie die Sendeantenne bei der Kalibration des Antennensystems berücksichtigt.

Durch die Vielzahl an Komponenten im Sende- wie auch im Empfangspfad weist der gesamte Signalweg des Radarsystems einen nichtlinearen Phasenverlauf bzw. eine variierende Gruppenlaufzeit in Abhängigkeit der Frequenz auf. Hinzu kommt ein frequenzabhängiger Amplitudenverlauf, der zumindest im Sendepfad größtenteils von dem bereits beschriebenen Amplitudenausgleichsfilter kompensiert wird. In Summe führt die nichtideale Übertragungsfunktion dazu, dass bei der großen relativen Bandbreite eine deutliche Verzerrung des Signals auftritt, was Abbildung 6.7 verdeutlicht. Diese zeigt die Punktzielantwort $s_{SE}(t)$ des Sende- und Empfangspfades vor und nach der Kalibration und repräsentiert somit die Übertragungsfunktion der Komponenten der Radarelektronik. Hierbei wurde die mittlere Signallaufzeit (mittlere Gruppenlaufzeit) in Form einer zeitlichen bzw. örtlichen Verschiebung bereits kompensiert, um den Signalverlauf mit der idealen Punktzielantwort vergleichen zu können. Die gezeigte Punktzielantwort wird hierbei dadurch erzeugt, indem zunächst ein Referenzsignal S_{Ref} mit einer Bandbreite von $B = 2,85$ GHz im unteren Seitenband (USB) über den Sendepfad, den Kalibrationspfad und den Empfangspfad übertragen wird. Mit $H_S(f)$ als Übertragungsfunktion des Sendepfades, $H_E(f)$ des Empfangspfades sowie $H_{Kal}(f)$ des Kalibrationspfades ergibt sich das empfangene Signal zu

$$S_{KRa}(f) = S_{Ref} \cdot H_S \cdot H_E \cdot H_{Kal} \quad (6.1)$$

Durch die anschließende Kreuzkorrelation (Pulskompression) mit dem Referenzsignal S_{Ref} wird die Punktzielantwort $s_{SE}(t)$ wie folgt gebildet:

$$s_{SE}(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{KRa}(f) S_{Ref}^*(f) e^{j2\pi f t_0} df \quad (6.2)$$

Nach der Kalibration erhält man eine Punktzielantwort in Form einer si^2 -Funktion, die ebenfalls als ideale Referenz dargestellt ist (blau). Für die nicht kalibrierte Punktzielantwort zeigt sich eine deutliche Defokussierung aufgrund der nichtidealen Übertragungsfunktion, die zur Erreichung der nominellen Entfernungsauflösung des Radarsystems mittels der Kalibrationsfunktion $K_{Ra}(f)$ ausgeglichen werden muss. Diese Kalibrationsfunktion wird vor und nach jeder Messung durch die Übertragung eines Referenzsignal S_{Ref} über die Kalibrations Schleife bestimmt. Um stochastische Einflüsse wie thermisches Rauschen zu minimieren, wird dabei über jeweils 1000 Pulse gemittelt. Mit den bekannten Größen $S_{Ref}(f)$ und $H_{Kal}(f)$ ergibt sich die Kalibrationsfunktion damit zu

$$K_{Ra}(f) = (H_S \cdot H_E)^{-1} = \frac{S_{Ref} \cdot H_{Kal}}{S_{KRa}} \quad (6.3)$$

Durch Filterung der eigentlichen Messdaten mit diesem durch die Kalibrationsfunktion $K_{Ra}(f)$ definierten Kalibrationsfilter lässt sich dann die nichtideale Übertragungsfunktion des Radarsystems kompensieren.

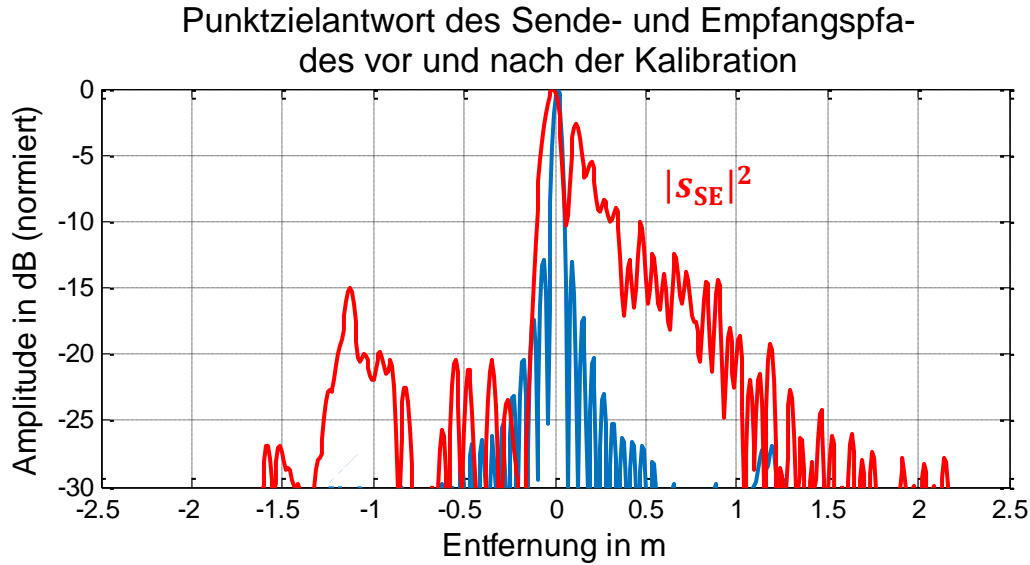


Abbildung 6.7: Punktzielantwort des Sende- und Empfangspfades, die über den Kalibrationspfad verbunden sind, für eine Bandbreite von $B = 2,85 \text{ GHz}$ ($8\text{-}10,85 \text{ GHz}$). Durch den nichtlinearen Phasenverlauf und die damit verursachte frequenzabhängige Gruppenlaufzeit entstehen starke Verzerrungen (rot) im Vergleich zur korrigierten Punktzielantwort nach der Kalibration (blau).

Da das IoSiS-Radarsystem nach dem Verfahren der synthetischen Apertur arbeiten soll, ist die Kohärenz zwischen Sender und Empfänger unabdingbar. Eine Voraussetzung für die auch über längere Zeiten kohärente Signalkonditionierung zwischen Sender und Empfänger ist der zentrale Lokaloszillator, von dem alle Frequenzumsetzer gespeist werden. Hinzu kommt, dass die digitale Signalerzeugung und digitale Signalerfassung ebenfalls kohärent zueinander arbeiten müssen. Dies lässt sich dadurch erreichen, indem die jeweilig benötigten digitalen Takte von Signalerzeugung und Signalerfassung kohärent aus einer Referenzquelle abgeleitet werden.

Die erreichte Kohärenz zeigt der in Abbildung 6.8 dargestellte gemessene Phasenverlauf in Abhängigkeit der Zeit. Dargestellt ist der Phasenwert im Maximum der si^2 -Funktion nach der Pulscompression, wobei die Radarpulse über den Kalibrationspfad übertragen wurden. Die Dauer von 120 s entspricht in etwa der späteren Abbildungsdauer eines Weltraumobjekts über die synthetische Apertur, wozu eine kohärente Signalaufzeichnung notwendig ist. Was für eine Abweichung der Phasenwerte über der Zeit toleriert werden kann, ergibt sich hauptsächlich aus dem verfügbaren SNR, da berücksichtigt werden muss, dass eine Variation der Phase über der synthetischen Apertur zu einer inkohärenten Integration der einzelnen Pulse führt, was wiederum ein Verlust in der Amplitude zur Folge hat. Die Standardabweichung des dargestellten Phasenverlaufs beträgt $\sigma_p = 0,23^\circ$ was einen äußerst geringen Wert darstellt und die Kohärenz des Radarsystems eindrucksvoll belegt. Ein Amplitudenverlust bzw. eine Defokussierung des ISAR-Bildprodukts ist bei diesem extrem geringen Phasenrauschen experimentell kaum nachweisbar.

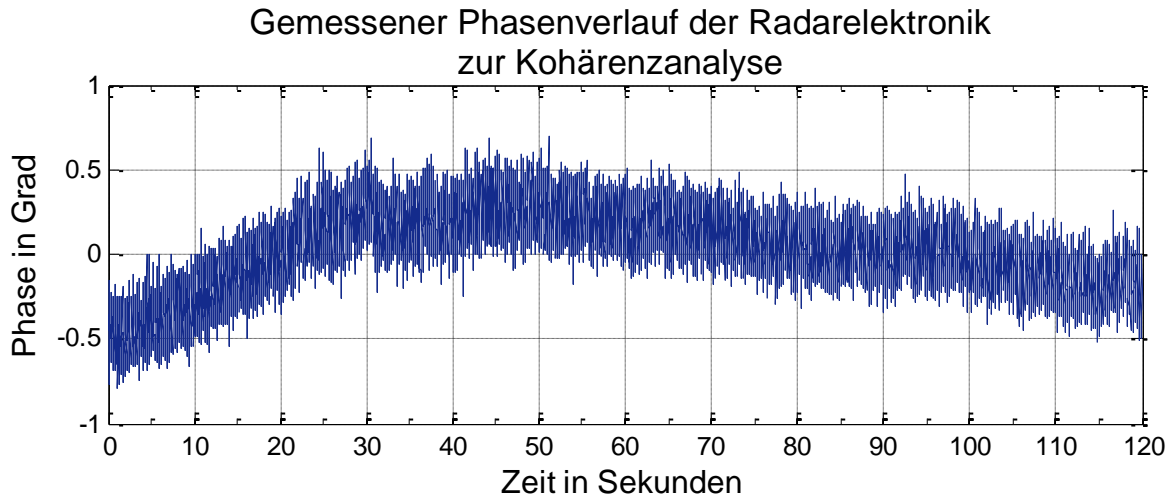


Abbildung 6.8: Phasenverlauf der Radarelektronik über eine Messzeit von 120 s gemessen über den Send- und Empfangspfad. Ausgewertet wurde die Phase im Maximum der si^2 -Funktion nach der Pulskompression. Basierend auf einer PRF von 200 Hz entspricht dies einer Pulsanzahl von 24000 Pulsen. Die Standardabweichung der Phase beträgt $\sigma_p = 0,23^\circ$ über die gesamte Messdauer und zeigt damit die erreichte Kohärenz des Radarsystems, die so für den gewünschten ISAR-Betrieb ausreichend ist.

6.2.1.2 Kalibration des Antennensystems

Die Schnittstelle zwischen Radarelektronik und Antennensystem in Bezug auf die Kalibration stellt der in Abbildung 6.6 aufgezeigte Kalibrationspfad dar. Sendeseitig gehören demnach das Hohlleiterbandpassfilter, die Hohlleiterzuführung zum Speisehorn der Sendeanenne, das Speisehorn sowie die beiden Reflektoren zum Antennensystem. Empfangsseitig gehören lediglich der Reflektor mit seinem Speisehorn und die koaxiale Zuleitung bis zu dem direkt am Speisehorn positionierten Koaxialschalter zum Antennensystem. Die Übertragungsfunktion all dieser Komponenten des Antennensystems wird durch die im vorherigen Abschnitt beschriebene Kalibration nicht abgedeckt und muss daher in einem zweiten Schritt bestimmt werden. Besonders die im Sendepfad vorhandenen Komponenten weisen einen deutlich nichtlinearen Phasenverlauf bzw. eine frequenzabhängige Gruppenlaufzeit auf. Das Bandpassfilter z.B. weist einen typischen Verlauf der Gruppenlaufzeit auf, bei dem diese im Bereich der unteren und oberen Grenzfrequenz deutlich ansteigt. Ebenso stellt die Hohlleiterzuführung des Sendesignals zum Speisehorn bei entsprechender Länge ein dispersives Medium dar. Die Hohlleiterzuführung hat hier eine nicht zu vernachlässigende Länge von etwa 6 m und verläuft vom Hochleistungsverstärker bis zum Speisehorn (vgl. Abbildung 6.1).

Zur Erzeugung der Kalibrationsfunktion $K_{\text{Ant}}(f)$ wird ein Referenzziel in Form eines Winkelreflektors mit einer Kantenlänge von 40 cm genutzt, dessen Übertragungsfunktion durch $H_{\text{Ziel}}(f)$ beschrieben wird. Das Übertragungsverhalten der sendeseitigen Komponenten des Antennensystems wird durch $H_{S_{\text{Ant}}}(f)$ beschrieben, das der empfangsseitigen Komponenten durch $H_{E_{\text{Ant}}}(f)$. Für die Übertragung eines Referenzsignals $S_{\text{Ref}}(f)$ erhält man mit den im vorherigen Abschnitt beschriebenen Übertragungsfunktionen H_S und H_E des Radars damit

$$S_{K_{\text{Ant}}}(f) = S_{\text{Ref}} \cdot H_S \cdot H_{S_{\text{Ant}}} \cdot H_{\text{Ziel}} \cdot H_{\text{Freiraum}} \cdot H_{E_{\text{Ant}}} \cdot H_E \quad (6.4)$$

H_E ist hierbei noch die Übertragungsfunktion der Freiraummessstrecke. Mit der Kalibrationsfunktion $K_{\text{Ra}}(f)$ des Radarsystems (Gl. (6.3)) erhält man

$$S_{K_{Ant}}(f) = S_{Ref} \cdot K_{Ra}^{-1} \cdot H_{Kal} \cdot H_{Freiraum} \cdot H_{S_{Ant}} \cdot H_{E_{Ant}} \quad (6.5)$$

und damit die zur Kalibration des Antennensystems notwendige Kalibrationsfunktion

$$K_{Ant}(f) = (H_{S_{Ant}} \cdot H_{E_{Ant}})^{-1} = \frac{S_{Ref} \cdot H_{Freiraum} \cdot H_{Ziel}}{S_{K_{Ant}} \cdot K_{Ra}}. \quad (6.6)$$

H_{Ziel} und $H_{Freiraum}$ lassen sich dabei hinreichend genau modellieren, S_{Ref} sowie K_{Ra} sind bekannt und $S_{K_{Ant}}$ wird aus der Kalibrationsmessung bestimmt. Abbildung 6.9 zeigt die Kalibrationsszene zur messtechnischen Bestimmung der Kalibrationsfunktion $K_{Ant}(f)$ sowie das dazugehörige Entfernungprofil des in $R = 100$ m Entfernung positionierten Winkelreflektors als Kalibrierziel bei einer Bandbreite von $B = 2,85$ GHz. Der Winkelreflektor wurde in einer Höhe über Grund von 20 m positioniert um Einflüsse des Bodens zu minimieren. Um Einflüsse des Aufbaus zur Positionierung des Winkelreflektors zu vermeiden, wurde dieser an einem 2 m langen Ausleger in Richtung zum Radarsystem hin montiert. Somit wird sichergestellt, dass vom Aufbau verursachte Reflexionen im Entfernungprofil vom Winkelreflektor klar getrennt werden können und somit das Messergebnis nicht verfälschen.

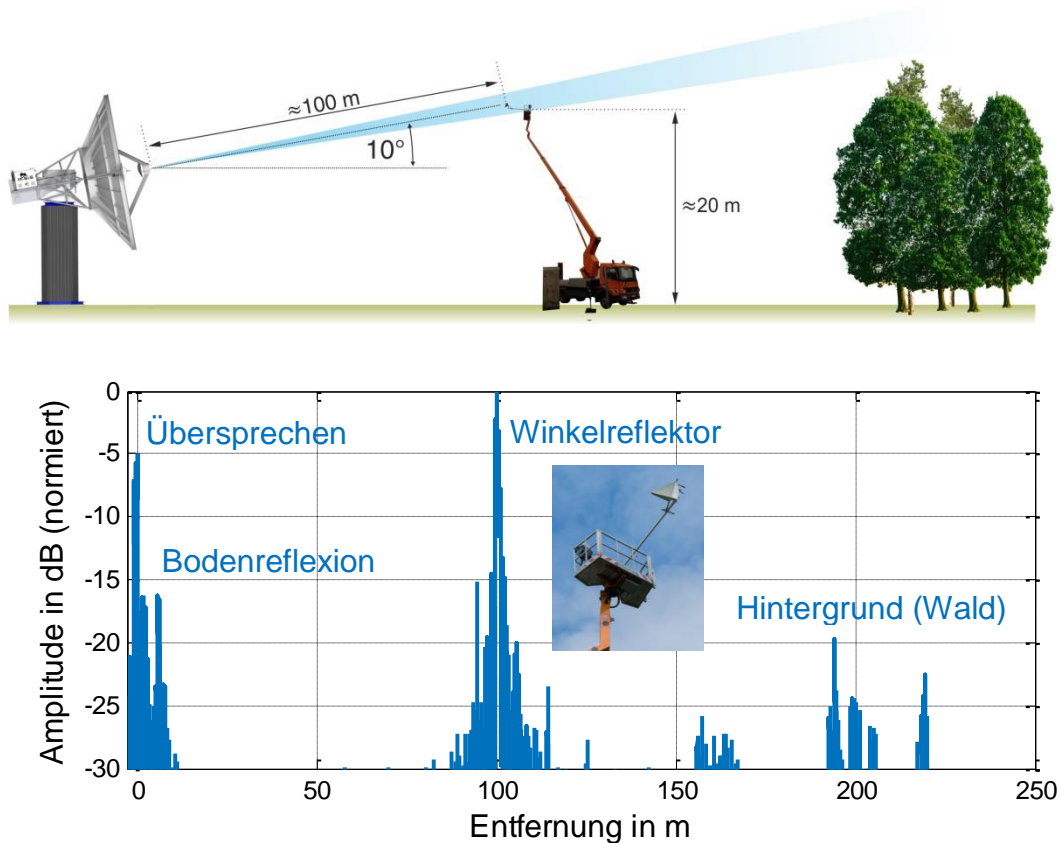


Abbildung 6.9: Zeichnung des zur Kalibration des Antennensystems verwendeten Szenarios. Das zugehörige Entfernungprofil der Kalibrationsmessung mit einem in etwa 100 m Entfernung positionierten Winkelreflektor der Kantenlänge 40 cm als Kalibrierziel für eine Messbandbreite von $B = 2,85$ GHz ist darunter gezeigt.

Beim dargestellten Entfernungprofil wurde die Kalibration der Radarelektronik bereits durchgeführt, so dass nur noch der Einfluss des Antennensystems vorhanden ist. Deutlich zu erkennen ist der Winkelreflektor im Bereich von $R = 100$ m mit der größten im Entfernungprofil auftretenden Amplitude. Außerdem ist das direkte Übersprechen zwischen

Sende- und Empfangsantenne sowie direkte Bodenreflexionen auszumachen. In größerer Entfernung hinter dem Reflektor treten durch den im Hintergrund liegenden Wald weitere Reflexionen auf. All diese zusätzlichen Reflexionen können aber durch die digitale Signalverarbeitung entfernt werden, um die Übertragungsfunktion des Kalibrationsziels alleine auswerten zu können. Daher wird zunächst eine Pulskompression an den bereits radarelekttronik-korrigierten Daten durchgeführt, dann der entsprechende Entfernungsbereich des Kalibrierziels ausgewählt und abschließend die Pulskompression wieder rückgängig gemacht. Da die Kalibration des Radarsystems bereits basierend auf der Kalibrationsfunktion K_{Ra} durchgeführt wurde, erhält man somit unter Berücksichtigung der Freiraumübertragungsfunktion sowie der Kalibrierzielübertragungsfunktion die gewünschte Übertragungsfunktion des Antennensystems. Diese wiederum bestimmt die Kalibrationsfunktion $K_{Ant}(f)$ für das Antennensystem nach Gl. (6.6).

Den relevanten Ausschnitt des Entfernungsprofils für den Winkelreflektor zeigt Abbildung 6.10 ohne und mit Korrektur der Übertragungsfunktion des Antennensystems. Zu beachten ist wiederum, dass in beiden Fällen die im vorherigen Abschnitt beschriebene Kalibration des Radarsystems bereits durchgeführt wurde, weshalb hier somit nur der Einfluss des Antennensystems zu erkennen ist. Der Verlauf des Entfernungsprofils ohne Korrektur zeigt eine deutliche Verzerrung über einen Bereich von etwa 1,5 m. Diese wird hauptsächlich durch die relativ lange und damit stark dispersive Hohlleiterübertragungsstrecke verursacht. Ohne Korrektur ist die nominelle Auflösung in Entfernungsrichtung nicht zu erreichen und das Punktziel weist keine klar begrenzte Ausdehnung auf. Außerdem muss durch die deutliche Defokussierung mit einem massiven Verlust der maximalen Amplitude gerechnet werden, was das SNR deutlich reduzieren kann. Das Entfernungsprofil mit Korrektur zeigt eine deutlich verbesserte Punktzielantwort, die der Form einer si^2 -Funktion und mit einer deutlich ausgeprägten Hauptkeule mit Halbwertsbreite $\Delta r_{\text{entf}} = 5,2 \text{ cm}$ der nominellen Auflösung sehr nahe kommt. Restliche Abweichungen zum Ideal sind der Montagestruktur zuzuweisen, deren Wechselwirkung mit dem Winkelreflektor nicht gänzlich vermieden werden kann.

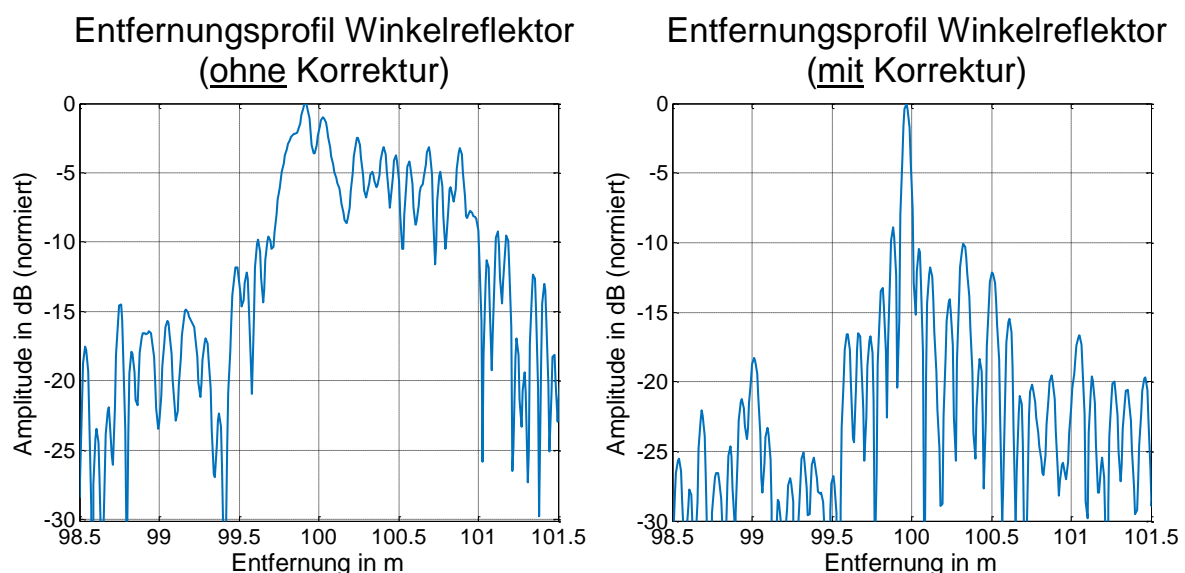


Abbildung 6.10: Entfernungsprofil des Winkelreflektors (Ausschnitt aus Abbildung 6.9) mit (links) und ohne (rechts) Kalibration des Antennensystems. In beiden Diagrammen wurde die Kalibration der Radarelekttronik bereits angewandt.

Allgemein lässt sich nun durch die Kalibrationsfunktionen $K_{\text{Ant}}(f)$ und $K_{\text{Ra}}(f)$ das Übertragungsverhalten $H_{\text{Sat}}(f)$ eines Zielobjekts aus den gemessenen Radarrohdaten $S_{\text{dat}}(f)$ bestimmen. Mit dem Sendesignal $s_S(t) \rightsquigarrow S_S(f)$ lassen sich diese folgendermaßen beschreiben:

$$S_{\text{dat}}(f) = S_S \cdot H_S \cdot H_{S_{\text{Ant}}} \cdot H_{\text{Sat}} \cdot H_{\text{Freiraum}} \cdot H_{\text{Atm}} \cdot H_{E_{\text{Ant}}} \cdot H_E \quad (6.7)$$

Damit ergibt sich final für die korrigierten Daten

$$H_{\text{Sat}}(f) = S_{\text{dat}} \cdot \frac{K_{\text{Ra}} \cdot K_{\text{Ant}}}{S_S \cdot H_{\text{Freiraum}} \cdot H_{\text{Atm}}} \quad (6.8)$$

Hierbei wurde noch das Übertragungsverhalten der Atmosphäre gesondert mit H_{Atm} berücksichtigt. Diese Funktion kann bei Bedarf einem Atmosphärenmodell entnommen werden.

6.2.2 Bestimmung der Systemrauschtemperatur

Ein wichtiger Systemparameter eines abbildenden Radarsystems ist die erreichbare radiometrische Empfindlichkeit, die sich final im Radarbild im erreichbaren SNR bzw. NESZ-Wert als Qualitätsparameter ausdrückt. Die radiometrische Empfindlichkeit wird hierbei wesentlich durch den verfügbaren Sende- und Empfangsantennengewinn, die mittlere Sendeleistung sowie die Systemrauschtemperatur T_{sys} bestimmt. Letztere setzt sich aus der Empfängerrauschtemperatur T_E sowie der Antennentemperatur T_A zusammen:

$$T_{\text{sys}} = T_E + T_A \quad (6.9)$$

Die Antennentemperatur hängt im vorliegenden Fall ausschließlich von der Strahlungstemperatur des Himmels ab und muss als gegeben hingenommen werden. Ohne starke Wetereneinflüsse nimmt sie dabei elevationswinkelabhängig einen Wertebereich von etwa 10 K - 100 K [Ula81] an. Ebenfalls ist die Sendeleistung sowie der verfügbare Sende- und Empfangsantennengewinn durch den Systemaufbau definiert. Somit verbleibt die Bestimmung der Empfängerrauschtemperatur zur endgültigen Verifikation der radiometrischen Empfindlichkeit des IoSiS-0-Systems.

Die Empfängerrauschtemperatur wird hier mit der sogenannten Hot-Cold-Methode (auch als Y-Methode bekannt) bestimmt [Vow88]. Bei dieser Methode wird die Ausgangsspannung des Radarempfängers bei zwei Referenzrauschquellen gemessen, deren Strahlungstemperatur bekannt ist. Es ist zu beachten, dass es sich hier um eine rein passive Messung der empfangenen Rauschleistung handelt, d.h. der Radarsender ist nicht in Betrieb. Um Messfehler zu minimieren, ist es sinnvoll, Referenzquellen zu nutzen, deren Strahlungstemperaturwerte möglichst weit auseinander liegen. Aufgrund des großen Systemaufbaus wird im vorliegenden Fall als kalte Quelle die kosmische Hintergrundstrahlung T_k und als warme Quelle ein nahe gelegener Wald T_w genutzt. Die jeweilige Messgeometrie zeigt Abbildung 6.11.

Bei Messung der kalten Quelle wird die Antenne in Zenitposition ($E = 90^\circ$) gestellt und bei der Messung der warmen Quelle auf den Wald (ca. $E = 0^\circ$) ausgerichtet. Eine Grundvoraussetzung der Bestimmung der Empfängerrauschtemperatur mit dieser Methode ist die Kenntnis über die exakten Strahlungstemperaturen der beiden Referenzquellen. Die Himmelsstrahlung lässt sich im verwendeten Frequenzband bei klarer Atmosphäre gut abschätzen. Die Strahlungstemperatur des Waldes T_w als warme Referenzquelle kann hingegen nur grob abgeschätzt werden, da dessen Emissions- und Reflexionsverhalten nicht genau bekannt

sind. Dennoch lässt sich aber damit unkompliziert und ohne großen Aufwand jederzeit die Sensitivität des Empfängersystems überprüfen.

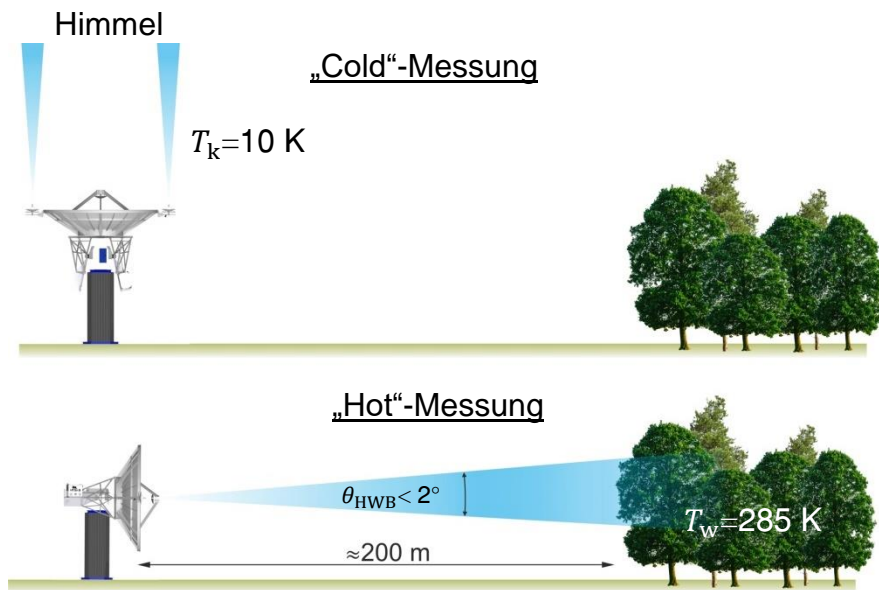


Abbildung 6.11: Antennenausrichtung zur Bestimmung der Empfängerrauschtemperatur mittels der Hot-Cold-Methode. Als „kalte“ Referenztemperatur wurde die Strahlungstemperatur des Himmels genutzt (oben). Als „warme“ Referenztemperatur wurde die Antenne auf einen Wald ausgerichtet (unten).

Abbildung 6.12 zeigt die somit messtechnisch bestimmte Rauschzahl bzw. Empfängerrauschtemperatur des IoSiS-Empfängers in Abhängigkeit der Frequenz für das untere Seitenband.

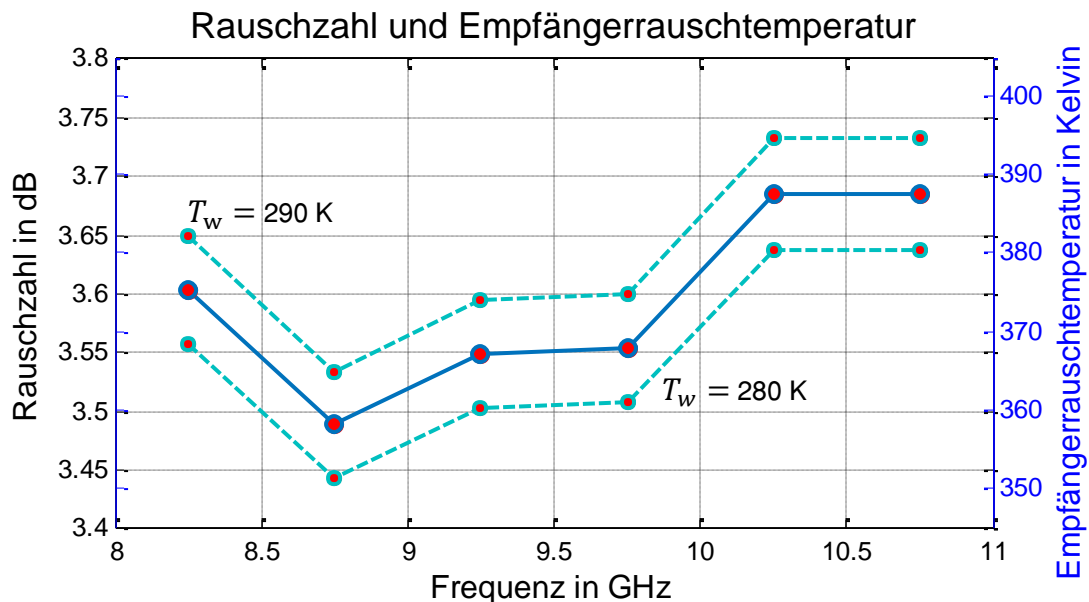


Abbildung 6.12: Messtechnisch abgeschätzte Empfängerrauschzahl bzw. Empfängerrauschtemperatur des IoSiS-Empfängers für das untere Seitenband. Berechnet für eine Temperatur der warmen Referenzquelle von $T_w = 285\text{ K}$ sowie zur Fehlerabschätzung bei $T_w = 290\text{ K}$ und $T_w = 280\text{ K}$.

Hierbei wurde für jeden Messpunkt jeweils eine Bandbreite von 500 MHz ausgewertet und damit über diese Bandbreite gemittelt. Da die warme Referenztemperatur T_w des Waldes nur

grob bestimmt werden konnte, sind zur Fehlerabschätzung die Rauschzahlen für zwei weitere, leicht abweichende Strahlungstemperaturen aufgezeigt. Bei einer Variation von 10 K ergibt sich so eine Änderung der Empfängerrauschzahl von lediglich 0,1 dB. Es lässt sich damit im Mittel eine Rauschzahl von etwa 3,6 dB abschätzen bzw. eine Rauschtemperatur von ca. 375 K. Das mit der messtechnisch abgeschätzten Rauschtemperatur erreichbare NESZ wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

6.2.3 Rauschäquivalenter Streuquerschnitt des experimentellen IoSiS-Systems

Mit der im vorherigen Abschnitt messtechnisch bestimmten Empfängerrauschtemperatur lässt sich nun final die radiometrische Empfindlichkeit des abbildenden Radarsystems in Form des NESZ berechnen (Gl. (2.39) und (2.40)). Zur Berechnung des NESZ wurden die in Tabelle 6.1 aufgelisteten Parameterwerte zugrunde gelegt. Für die Entfernung wurden Werte zwischen der geringsten zu erwartenden Entfernung von $R=400$ km und der vom IoSiS-0-System aktuell maximal möglichen Entfernung von $R=1000$ km gewählt. Die angegebene Frequenz entspricht der Mittenfrequenz des Radarsystems GigaRad. Da die Pulslänge im experimentellen Aufbau in einem gewissen Rahmen variiert werden kann, wurde das NESZ in Abhängigkeit des angegebenen Pulslängenbereichs berechnet. Die Pulsfrequenz ergibt sich wiederum durch den notwendigen Eindeutigkeitsbereich in Azimutrichtung. Hierbei hängt die Wahl der Pulsfrequenz auch von der Pulslänge und der Länge des Empfangsfensters ab, da alle drei Parameter zusammen die Datenrate der digitalen Signalerfassung bestimmen und diese limitiert ist.

Daher ist bei gegebener Empfangsfensterlänge ein Kompromiss zwischen Pulslänge und Pulsfrequenz zu finden, um die maximal mögliche Datenrate einzuhalten. Dieser liegt beispielsweise bei einer Pulsfrequenz von 200 Hz und einer Pulslänge von 32 μ s. Zur Gewinnabschätzung der Sendeanenne wurden die im vorherigen Abschnitt messtechnisch ermittelten Halbwertsbreiten $\Theta_{\text{HWB/elev}}$ und $\Theta_{\text{HWB/azim}}$ herangezogen. Zur Berechnung der Halbwertsbreite und Gewinnabschätzung der Empfangsantenne wurde ein Durchmesser von $D_E = 1.8$ m angenommen, sowie als Kenngröße der Belegungsfunktion ein Vorfaktor von 62° gewählt [Wie07]. Zur Abschätzung des Antennengewinns wird als Produkt aus Richtfaktor und Halbwertsbreite der für reale Antennen geltende Wert 26000 verwendet [Wie07]. Die Antennentemperatur von $T_A = 10$ K entspricht der im X-Band beobachtbaren Himmels-temperatur bei einem Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ [Ula81]. Die allgemeinen Verluste im Radarsystem wurden mit $L_v = 10$ dB angesetzt sowie weitere 2 dB für Verluste bei der Bildprozessierung. Da die Anzahl der Pulse, über die bei der Azimutfokussierung integriert werden kann, maßgeblich den Fokussierungsgewinn bestimmt, spielt die Winkelgeschwindigkeit des abzubildenden Zielobjekts im Zusammenspiel mit der Pulsfrequenz eine wichtige Rolle. Der für diese Winkelgeschwindigkeit in Azimutrichtung angenommene Wert von $\omega_{\text{Az}} = 1^\circ/\text{s}$, liegt im Bereich der höchsten vorkommenden Werte (vgl.: Abbildung 4.3). Der letzte Parameter „Winkel konstanter Streuung“ gibt an über welchen Winkel mit einer nahezu konstanten Rückstreuung gerechnet wird. Dieser Parameter berücksichtigt die realen Eigenschaften von Streuzentren, die meist einen begrenzten Winkelbereich aufweisen, innerhalb diesem eine einfallende Welle in Richtung des Radarsystems zurück reflektiert wird. Somit bestimmen die letzten beiden Parameter zusammen mit der Pulsfrequenz die maximal mögliche Anzahl an Pulsen die kohärent integriert werden können und damit wiederum den durch die Azimutfokussierung erreichbaren Integrationsgewinn.

Tabelle 6.1: Systemparameter für die Bestimmung des NESZ des IoSiS Systems.

Parameter		Wert	Einheit
Entfernung	R	400...1000	km
Frequenz	f_m	11	GHz
Pulsleistung	P_S	5	kW
Pulslänge	τ_P	1 bis 100	μs
Pulsfrequenz	PRF	200	Hz
Antennendurchmesser	D_S/D_E	9 (Sender) / 1.8 (Empfänger)	m
Antenneneffizienz	η_{ant}	70	%
Halbwertsbreite (Sendeantenne)	$\Theta_{HWB/elev}$	0,25	°
Halbwertsbreite (Sendeantenne)	$\Theta_{HWB/azim}$	0,6	°
Kenngroße Belegungsfunktion		62	°
Faktor aus Näherungsformel		26000	Grad ²
Antennentemperatur	T_A	10	K
Empfängerrauschtemperatur	T_{sys}	375	K
Verluste (Radar/ Prozessierung)	L_V	10/2	dB
Azimut Winkelgeschwindigkeit	ω_{Az}	1	°/s
Winkel konstanter Streuung	φ_{const}	3	°

Abbildung 6.13 zeigt den berechneten NESZ-Wert basierend auf den in Tabelle 6.1 gelisteten Parametern für einen einzelnen Puls ($NESZ_{Puls}$) sowie für das prozessierte ISAR-Bildprodukt ($NESZ_{Bild}$). Durch den Fokussierungsgewinn in Azimutrichtung verbessert sich das NESZ entsprechend der Anzahl der Pulse, über die kohärent integriert werden kann. Bei den zugrunde gelegten Radarparametern beträgt die Anzahl der Pulse 600 ($= \varphi_{const}/\omega_{Az} \cdot PRF$), was einem Prozessierungsgewinn von etwa $G'_p = 27$ dB entspricht. Berücksichtigt man weiter die angenommenen Verluste von $L_V = 2$ dB erhält man die im Diagramm erkennbare Differenz von $G_p = 25$ dB zwischen $NESZ_{Puls}$ und $NESZ_{Bild}$ für identische Entfernung.

Als Referenzobjekt ist zur Bewertung des erreichbaren NESZ der Radarrückstreuquerschnitt (RCS) einer Kugel mit einem Durchmesser von 30 cm eingezeichnet. Nimmt man eine Pulslänge von 100 μs sowie einen Abstand von 400 km so ergibt sich im Bild ein SNR von etwa 10 dB. Da die maximale Pulslänge des IoSiS-0 Systems auf maximal 50 μs begrenzt ist, stellt die Kugel somit mit ihrem geringen RCS ein schwierig zu detektierendes Ziel da. Betrachtet man Satellitensystem so sind jedoch deutlich größere RCS-Werte zu erwarten. So lässt sich ein Ziel mit einem RCS von 0 dBsm (Winkelreflektor mit Kantenlänge 10 cm), bei einer Pulslänge von 50 μs bis zu einer Entfernung von 600 km mit einem SNR > 10 dB abbilden. Das erreichbare NESZ des experimentellen IoSiS-0 Systems lässt somit vielversprechende erste Abbildungsuntersuchungen zu. Wobei jedoch auch beachtet werden muss, dass die im vorherigen Abschnitt erwähnten Verluste beim Gewinn der Sendeantenne von etwa 5 dB die Sensitivität des Systems reduzieren. Ohne diese Verluste wären die in Abbildung 6.13 gezeigten NESZ-Werte um diese 5 dB niedriger und damit die Sensitivität des Systems noch größer.

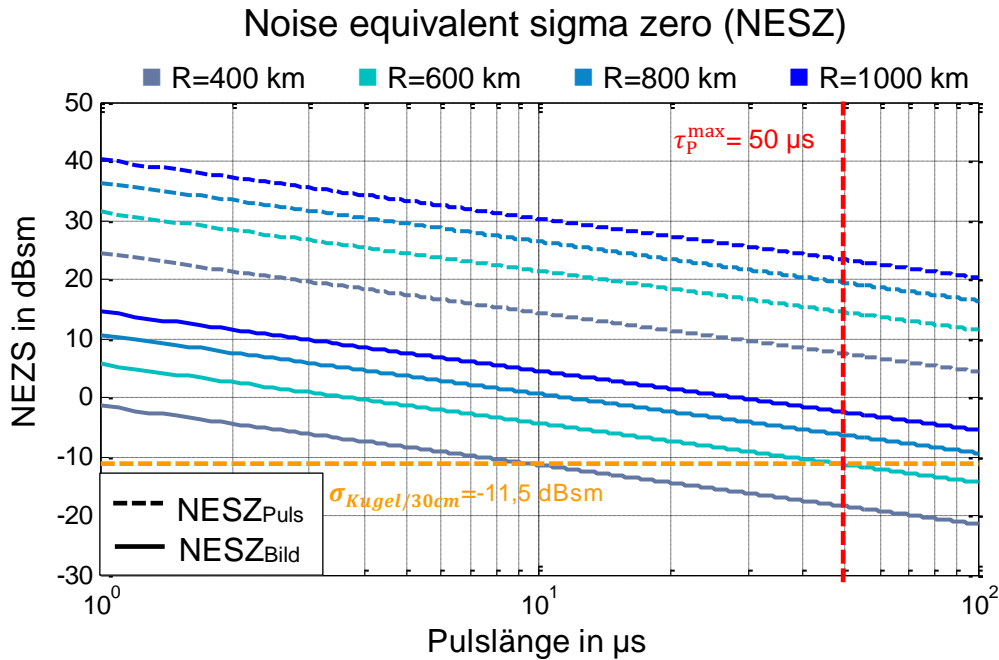


Abbildung 6.13: Noise equivalent sigma zero (NESZ) der IoSiS-0 Basiskonfiguration in Abhängigkeit der Pulslänge für verschiedene Entfernungen basierend auf der in Tabelle 6.1 gelisteten Parameterwerte. Das Diagramm zeigt das NESZ für einen einzelnen Puls sowie für das prozessierte ISAR Bildprodukt. Man beachte, dass das NESZ möglichst kleine Werte für eine hohe Bildqualität annehmen sollte.

6.3 Abbildungsmessungen mit dem IoSiS-0-System

Zur ersten Verifikation des Sensorsystems IoSiS-0 wurde als Zielobjekt die Internationale Raumstation (ISS) ausgewählt. Mit einer Grundfläche von etwa $110 \times 80\text{ m}$ stellt sie mit Abstand den größten künstlichen Erdsatelliten dar und weist damit einen sehr großen Radar-rückstreuquerschnitt auf. Dieser große RCS kann bewirken, dass bereits in einzelnen Entfernungsprofilen ein positives SNR erzielt wird und somit das Objekt bereits nach der Puls-kompression detektiert werden kann. Hinzu kommt, dass die mittlere Bahnhöhe der ISS nur etwa $\bar{h}_{\text{ISS}} = 400\text{ km}$ beträgt, was zu einer geringeren Freiraumdämpfung gegenüber den höher fliegenden, deutlich kleineren Satelliten führt. Der Vorteil, wenn ein Messobjekt bereits in einzelnen Entfernungsprofilen über einen gewissen Zeitraum detektiert werden kann, liegt darin, dass ein durch eine ungenau bestimmte Umlaufbahn entstehender Entfernungsfehler leichter korrigiert werden kann. Da zur Vorhersage der Umlaufbahn hauptsächlich TLE Daten zur Verfügung stehen, muss mit einem solchen Fehler des Entfernungsverlaufs gerechnet werden. Lässt sich ein Zielobjekt nicht nach der Pulskompression detektieren, kann der Fehler des Entfernungsverlaufs nur durch Bewegungskompensationsalgorithmen bei der späteren Azimutfokussierung bestimmt und kompensiert werden, was zeit- und rechenaufwendig ist und bei den ersten durchgeführten Experimenten vermieden werden sollte. Ein Nachteil der ISS als Zielobjekt sind die allgemein größeren Bahnstörungen, die aufgrund der Objektgröße in Verbindung mit der niedrigen Umlaufbahn auftreten. Diese machen eine Bahnvorhersage, und damit auch die Nachführung des Antennensystems, noch schwieriger als bei kleineren Objekten wie später ersichtlich wird.

6.3.1 Messablauf und Empfangsfensterkonfiguration

Bei der erdgebundenen Abbildung von Weltraumobjekten handelt es sich um eine „zeitkritische“ Messprozedur. Dies bedeutet, dass der Messablauf zusammen mit der Antennenachführung auf die absolute Zeit (hier UTC) synchronisiert werden muss. Aus diesem Grund beinhaltet das Radarsystem eine digitale Steuereinheit, die synchronisiert auf die GPS-Zeit eine vorab einprogrammierte Messprozedur vollautomatisch ausführt. Zu dieser Messprozedur gehört auch die Kalibration, die vor und nach der Radarmessung des Weltraumobjekts durchzuführen ist. Der erste Teil dieser Messprozedur stellt somit die Aufnahme des Kalibrationssignals für das Radarsystem dar, die vor der Radarmessung des Weltraumobjekts ausgeführt und daher Vorkalibration (engl.: Pre-Calibration) genannt wird. Da der Zeitpunkt des Erstkontakts zu einem Weltraumobjekt durch die Bahnparameter fest vorgegeben ist, muss der Zeitpunkt der Vorkalibration zeitlich entsprechend vorverlegt werden. Im zweiten Teil der Messprozedur findet dann die Radarmessung des Weltraumobjekts statt. Die Messdauer wird dabei durch den vorgegebenen Azimut- und Elevationswinkelbereich des Antennensystems bestimmt. Der vom IoSiS-0-System minimal genutzte Elevationswinkel beträgt $E = 30^\circ$. Der Startzeitpunkt der Messung beim Erstkontakt zum Weltraumobjekt wird somit festgelegt, wann dieses ausgehend von der geozentrischen Position des IoSiS-0-Systems einen Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ überschreitet. Das Ende der Messung wird entsprechend dadurch bestimmt, wann das Weltraumobjekt den minimalen Elevationswinkel wieder unterschreitet. Als dritter und letzter Teil der Messprozedur findet direkt im Anschluss der Radarmessung eine zur Vorkalibration identische Nachkalibration (engl.: Post-Calibration) statt. Auf diese Weise lässt sich durch den Vergleich der Vor- und Nachkalibration bei der späteren Datenauswertung eine während der Messung auftretende Veränderung der Übertragungsfunktion des Radarsystems näherungsweise bestimmen und kompensieren. Alle drei Messabschnitte müssen von der digitalen Steuerung zeitgesteuert ausgeführt werden.

Alle Startzeitpunkte der drei Teile der Messprozedur sowie die Anzahl der im jeweiligen Teil aufzunehmenden Pulse werden basierend auf den aktuellen Bahnelementen des Weltraumobjekts und der sich daraus ergebenden Überfluggeometrie sowie der PRF bestimmt und vorab in die Steuereinheit übertragen. Zusätzlich wird die Empfangsfensterkonfiguration für die Radarmessung vorab berechnet und ebenfalls in der Steuereinheit hinterlegt. Die Empfangsfensterkonfiguration ist notwendig, da die Entfernungsänderung während eines Überflugs typischerweise mehrere hundert Kilometer betragen kann. Die simultane Erfassung eines so großen Entfernungsbereiches ist mit IoSiS-0 nicht möglich, da das Datenaufkommen und damit die sich ergebende Datenrate der digitalen Datenerfassung zu groß wären, um diese abspeichern zu können. Aus diesem Grund wird die Empfangsfensterlänge deutlich kürzer gewählt, was allerdings dazu führt, dass die zeitliche bzw. örtliche Empfangsfensterposition während der Radarmessung ständig der aktuellen Weltraumobjektentfernung angepasst werden muss. Diesen Sachverhalt zeigt Abbildung 6.14 oben für einen typischen Überflug eines Weltraumobjekts in einer erdnahen Umlaufbahn, hier z.B. der ISS.

Die Entfernung der ISS liegt bei diesem Überflug zwischen etwa $R_{\max} = 760$ km und $R_{\min} = 540$ km was durch 127 Empfangsfenster abgedeckt wird, die in unterschiedlichen Entfernungen liegen. Die für die Messungen inklusive Reserve hinreichend groß gewählte Empfangsfensterlänge beträgt $d_{\text{empf}} = 5 \text{ km} + (\tau_P \cdot c_0)$. Mit einer typischen Pulslänge von $\tau_P = 30 \text{ } \mu\text{s}$ ergibt dies eine Dauer der Datenerfassung je Empfangsfenster von $t = 63,36 \text{ } \mu\text{s}$, was basierend auf einer PRF von 200 Hz und einer Abtastrate von 8 GS/s einer Datenrate von 96,68 MB/s entspricht. Im Hinblick auf die von den digitalen Systemkomponenten erreichbaren Speicherrate muss somit die Empfangsfensterlänge immer unter Berücksichtigung der Pulslänge gewählt werden bzw. umgekehrt.

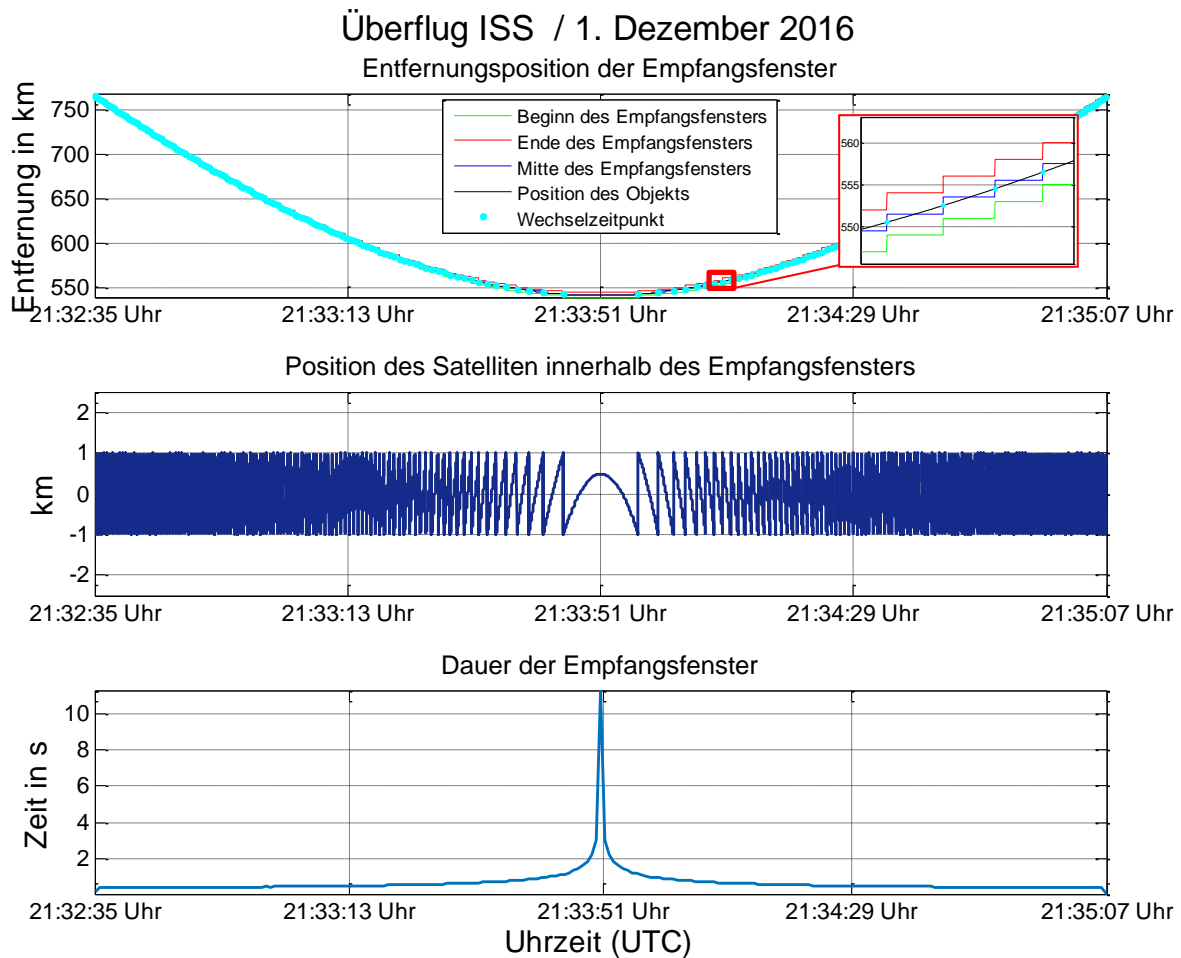


Abbildung 6.14: Oben: Anordnung der 127 einzelnen 5 km langen Empfangsfenster zur Abdeckung des gesamten Entfernungsbereichs während eines Überfluges der ISS am 1. Dezember 2016. Mitte: Theoretische Position der ISS innerhalb der einzelnen Empfangsfenster. Unten: Messdauer mit dem jeweiligen Empfangsfenster während des Überfluges.

Der Wechselzeitpunkt zwischen zwei aufeinanderfolgenden Empfangsfenstern wird so gewählt, dass benachbarte Empfangsfenster eine Überlappung von 1,5 km aufweisen. Somit wird sichergestellt, dass ein Objekt auch bei ungenauer absoluter Vorhersage der Entfernung sicher innerhalb des Empfangsfensters liegt. Im Idealfall hat das Objekt somit die in Abbildung 6.14 Mitte dargestellte Position in einem 2 km weiten Bereich innerhalb der einzelnen Empfangsfenster. Basierend auf diesem Verlauf kann dann bei der späteren Datenverarbeitung der Entfernungsverlauf genau rekonstruiert und kompensiert werden.

Die Anordnung zweier aufeinanderfolgender Empfangsfenster zeigt Abbildung 6.15 exemplarisch. Die Empfangsfenster werden hierbei so berechnet, dass der nominelle Entfernungsverlauf innerhalb eines 2 km langen Entfernungsbereiches zum Liegen kommt, was damit den beschriebenen Überlappungsbereich ergibt. Anders als die streckenmäßige Länge der Empfangsfenster ändert sich die jeweils zeitliche Länge, wie lange mit einem Empfangsfenster gemessen wird. Während eines Überfluges ändert sich die Entfernungsrate deutlich in Abhängigkeit des Elevationswinkels. So ist die Entfernungsänderungsrate im Zenit Null und bei niedrigen Elevationswinkeln kann sie sich der Bahngeschwindigkeit annähern, die bekanntlich mehrere km/s beträgt. Die zeitliche Dauer wie lange mit einem Empfangsfenster gemessen wird, zeigt Abbildung 6.14 (unten). Ungefähr nach der halben Messdauer befindet sich die ISS am Punkt der höchsten Elevation und weist damit eine geringe Entfernungsänderungsrate auf, was zu einer langen Messdauer innerhalb eines Empfangsfensters führt. Im

gezeigten Beispiel liegt die Entfernung der ISS etwa 11 s innerhalb eines 2 km großen Entfernungsbereichs. Zu Beginn und Ende des Überfluges steigt die Entfernungsänderungsrate deutlich an, was zu der kürzeren Dauer der einzelnen Empfangsfenster führt, die deutlich unter 1 s liegen kann.

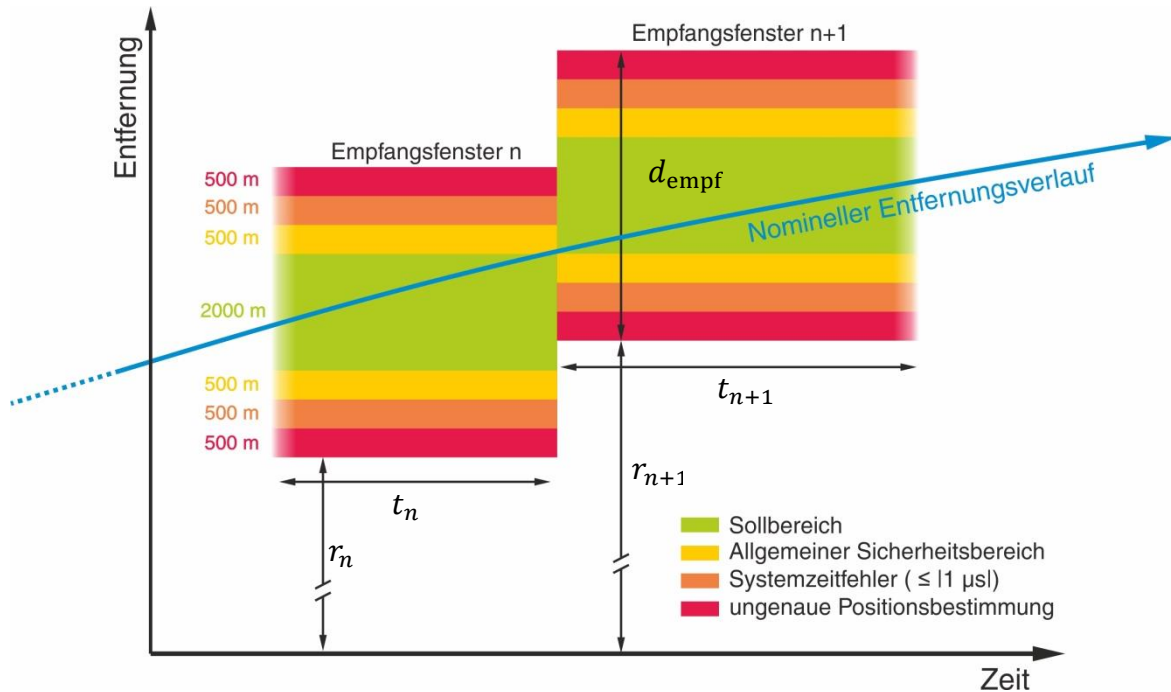


Abbildung 6.15: Prinzipdarstellung zur Dimensionierung zweier aufeinanderfolgender Empfangsfenster zur Abdeckung eines großen Entfernungsbereichs. Die jeweils $d_{\text{empf}} = 5 \text{ km}$ langen Empfangsfenster werden sukzessive entlang dem nominellen Entfernungsverlauf überlappend verschoben.

6.3.2 Entfernungsprofil und Entfernungsverlauf

Abbildung 6.16 zeigt ein einzelnes gemessenes Entfernungsprofil mit einer äquivalenten Bandbreite von $B = 2,85 \text{ GHz}$ der ISS, bei dem ein deutliches Radarecho innerhalb des $d_{\text{empf}} = 20 \text{ km}$ langen Empfangsfensters erkennbar ist (links). Die Kalibration des Radar sowie des Antennensystems wurden bereits durchgeführt. Wie für die ISS als sehr großes Objekt erwartet, so lässt sich das Objekt bereits nach der Pulskompression und somit durch die Wirkung des Kompressionsgewinns detektieren. Die Länge des Empfangsfensters weicht hierbei von der beschriebenen Standardlänge von etwa $d_{\text{empf}} = 5 \text{ km}$ ab, da bei dieser Testmessung die gesamte Messdauer nur $t_{\text{mess}} = 10 \text{ s}$ betrug und damit keine kritische Datenmenge anfällt, die ein kürzeres Empfangsfenster nötig machen würde.

Das im komprimierten Entfernungsprofil erreichte SNR liegt bei etwa 20 dB, was noch deutlicher an der detaillierteren Darstellung des Entfernungsprofils erkennbar ist (Abbildung 6.16: rechts). Bei dieser Darstellung lassen sich die einzelnen Reflexionen von verschiedenen Strukturen in der Entfernung deutlich trennen. Im Mittelbereich sind mehr Reflexionen vorhanden, weiter außen rechts und links nur noch wenige, was der komplexeren und dichteren Struktur im Mittelbereich der Raumstation zuzuschreiben ist. Der Abstand zwischen den ganz rechts und links erkennbaren Reflexionen beträgt etwa 50 m und ist somit kleiner als die maximale Ausdehnung der ISS. Dies liegt daran, dass der Einfallswinkel auf die Ebene, in der die Hauptstruktur der ISS liegt, bei dieser Aufnahme relativ steil war. Mit dem erzielten SNR von etwa 20 dB lässt sich mit dem verfügbaren NESZ des IoSiS-Systems eine

Abschätzung des bei dieser Aufnahmegeometrie entstehenden RCS machen. Basierend auf Abbildung 6.13 erhält man bei einer Distanz von 425 km in Verbindung mit einer Pulslänge von $\tau_p = 30 \mu\text{s}$ ein NESZ von 15 dBsm. Dies ergibt zusammen mit dem SNR von 20 dB einen maximalen RCS von 35 dBsm im gezeigten Entfernungprofil. Die atmosphärische Dämpfung, die in diesem Frequenzbereich in Verbindung mit dem Elevationswinkel von $E = 75^\circ$ aber lediglich im Bereich von $a_{\text{atm}} = 0,1 \text{ dB}$ für die Zweiwege-Ausbreitung liegt (vgl. Abbildung 5.1), spielt keine Rolle. Der so ermittelte RCS der ISS ist durchaus sinnvoll, wenn man ihn mit dem RCS großer Schiffe im X-Band vergleicht (bis zu 50 dBsm bei großen Militärschiffen [Sko01]).

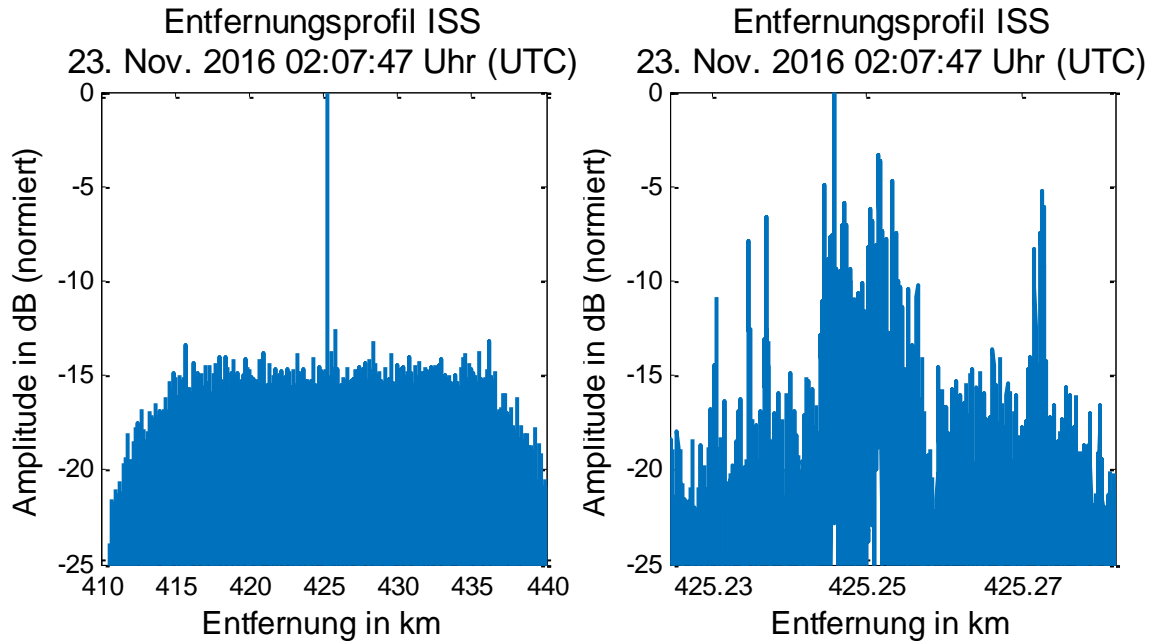


Abbildung 6.16: Einzelnes Entfernungprofil der Internationalen Raumstation (ISS), aufgenommen mit dem IoSiS-0-System mit einer Bandbreite von $B = 2,85 \text{ GHz}$ (links). Vergrößerte Darstellung des Bereichs um das Maximum (rechts).

Einen Ausschnitt von 50 Entfernungprofilen aus einem Entfernungsverlauf der ISS zeigt Abbildung 6.17 für einen Entfernungsbereich von $\Delta R = 14 \text{ m}$ für zwei verschiedene Bandbreiten bzw. räumliche Auflösungen in Entfernungsrichtung. Es handelt sich hierbei bei beiden Darstellungen um den gleichen Ausschnitt aus dem Entfernungsverlauf. Der Entfernungsbereich wurde absichtlich für eine detailliertere Darstellung relativ klein gewählt, um einen besseren Vergleich zwischen den verschiedenen Bandbreiten und damit räumlichen Auflösungen machen zu können.

Die Entfernungsachse ist hierbei bezogen auf die mittlere Entfernung der ISS dargestellt und daher um 0 herum aufgetragen. Die Verbesserung in der räumlichen Auflösung ist deutlich zu erkennen. Die theoretischen Werte liegen bei diesen Bandbreiten bei $\Delta r_{\text{entf}} \approx 40 \text{ cm}$ bzw. $\Delta r_{\text{entf}} \approx 5 \text{ cm}$. Dieser deutliche Unterschied führt dazu, dass sich bei der größeren Bandbreite deutlich mehr einzelne Streuzentren ausmachen lassen als bei der geringeren Bandbreite, bei der lediglich die Überlagerung der einzelnen Streuzentren zu wenigen großen Reflexionen zu erkennen ist. Dieses Messergebnis zeigt die prinzipielle Leistungsfähigkeit des IoSiS-0 Systems sowie die Funktion zur messtechnischen Bestimmung von hochaufgelösten Entfernungprofilen die die Grundlage einer jeden räumlich hochaufgelösten ISAR Bildproduktgenerierung sind.

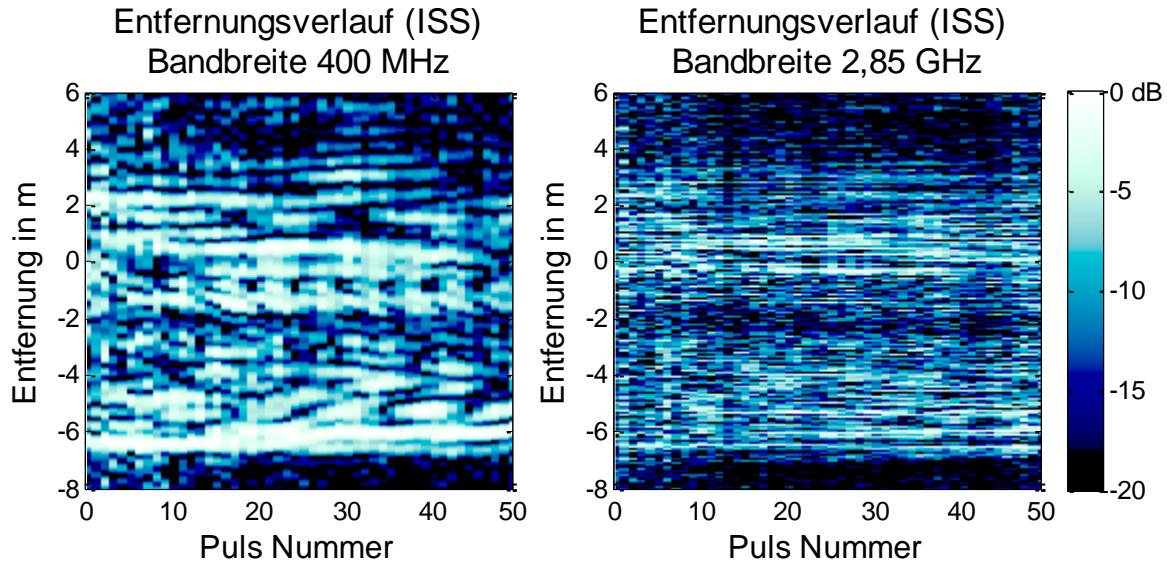


Abbildung 6.17: Ausschnitt aus einem Entfernungsverlauf der ISS zum Vergleich der räumlichen Auflösung bei unterschiedlichen Bandbreiten. Dargestellt ist der identische Ausschnitt prozessiert mit einer Bandbreite von 400 MHz ($\Delta r_{\text{entf}} \approx 40$ cm) (links) sowie einer Bandbreite von 2,85 GHz ($\Delta r_{\text{entf}} \approx 5$ cm) (rechts).

Wie bereits in den vorherigen Abschnitten beschrieben, setzt die Gewinnung hochaufgelöster Entfernungprofile eine Reihe von Kalibrationsschritten voraus, um überhaupt eine räumliche Auflösung von nur wenigen Zentimetern erreichen zu können. Andernfalls dominieren systembedingte Einflüsse den Signalverlauf so, dass keine auswertbaren Entfernungprofile gewonnen werden können. Dies zeigen Abbildung 6.18 sowie Abbildung 6.19 exemplarisch an einem Messergebnis der ISS. Dargestellt ist jeweils ein begrenzter Entfernungsbereich nach vier unterschiedlichen Kalibrationsschritten. Der dargestellte Entfernungsbereich enthält hierbei ein robustes Streuzentrum, um die zunehmende Fokussierungsqualität nach jedem Kalibrationsschritt zu verdeutlichen. Abbildung 6.19 zeigt die jeweilige kohärente Summation der in Abbildung 6.18 dargestellten Entfernungprofile. Nach der internen Kalibration des Radarsystems ist noch keine ausgeprägte Fokussierung erkennbar (a). Erst nach der Korrektur des Antennensystems, die auch die Korrektur der Dispersion der langen Hohlleiterzuführung zum Speisehorn beinhaltet, ist eine erkennbare Fokussierung des robusten Streuzentrums zu erkennen (b). Sichtbar ist noch die Entfernungsänderung des Amplitudenmaximums, die durch die sich ändernde Dopplerfrequenz während der Messung verursacht wird. Im Mittel beträgt die Verschiebung etwa 36 cm, wie Abbildung 6.19 (b) zeigt, was auf Grundlage der gegebenen Radarparameter einer Radialgeschwindigkeit von $v_r = 2,9$ km/s entspricht. Wird die mittlere Dopplerfrequenz, bezogen auf die Radarmittelfrequenz korrigiert, so wird die Verschiebung in Entfernungsrichtung sowie auch die Entfernungsänderung des Amplitudenmaximums eliminiert (c). Im letzten Schritt wird nun die aufgrund der großen Radarbandbreite variierende Dopplerfrequenz korrigiert, was zum Endergebnis und damit fokussierten robusten Streuzentrum führt (d). Hier zeigt sich nun, dass die erreichte Entfernungsauflösung im Bereich von $\Delta r_{\text{entf}} \approx 5$ cm liegt, was dem theoretischen Wert folgend der Bandbreite von $B = 2,85$ GHz entspricht. Zu beachten ist aber, dass es sich hier nur um eine Näherung einer idealen Punktzielantwort handelt, da sich umliegende Streuzentren mit der des robusten Streuers überlagern, was zu der sichtbaren Asymmetrie der Nebenkeulen und den nicht ausgeprägten Nullstellen führen kann.

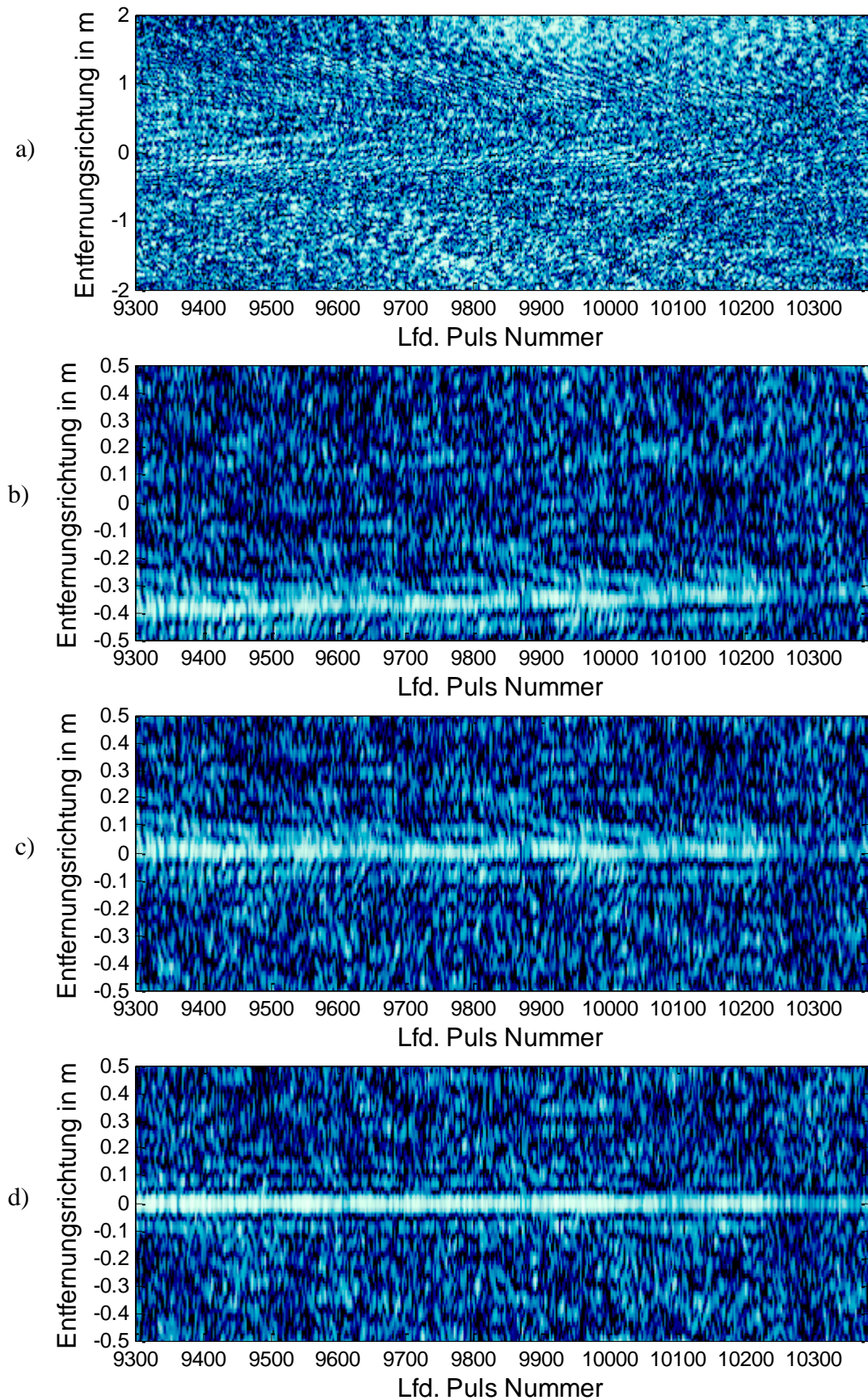


Abbildung 6.18: Zwischenergebnisse nach sukzessiver Kalibration eines robusten Streuzentrums der ISS als Beispiel zur Notwendigkeit der Kalibration. a) Nach der internen Kalibration des Radarsystems. b) Nach der Kalibration des Antennensystems. c) Nach der Korrektur der mittleren Dopplerfrequenz. d) Nach der Korrektur der bandbreitenabhängigen Dopplerfrequenz.

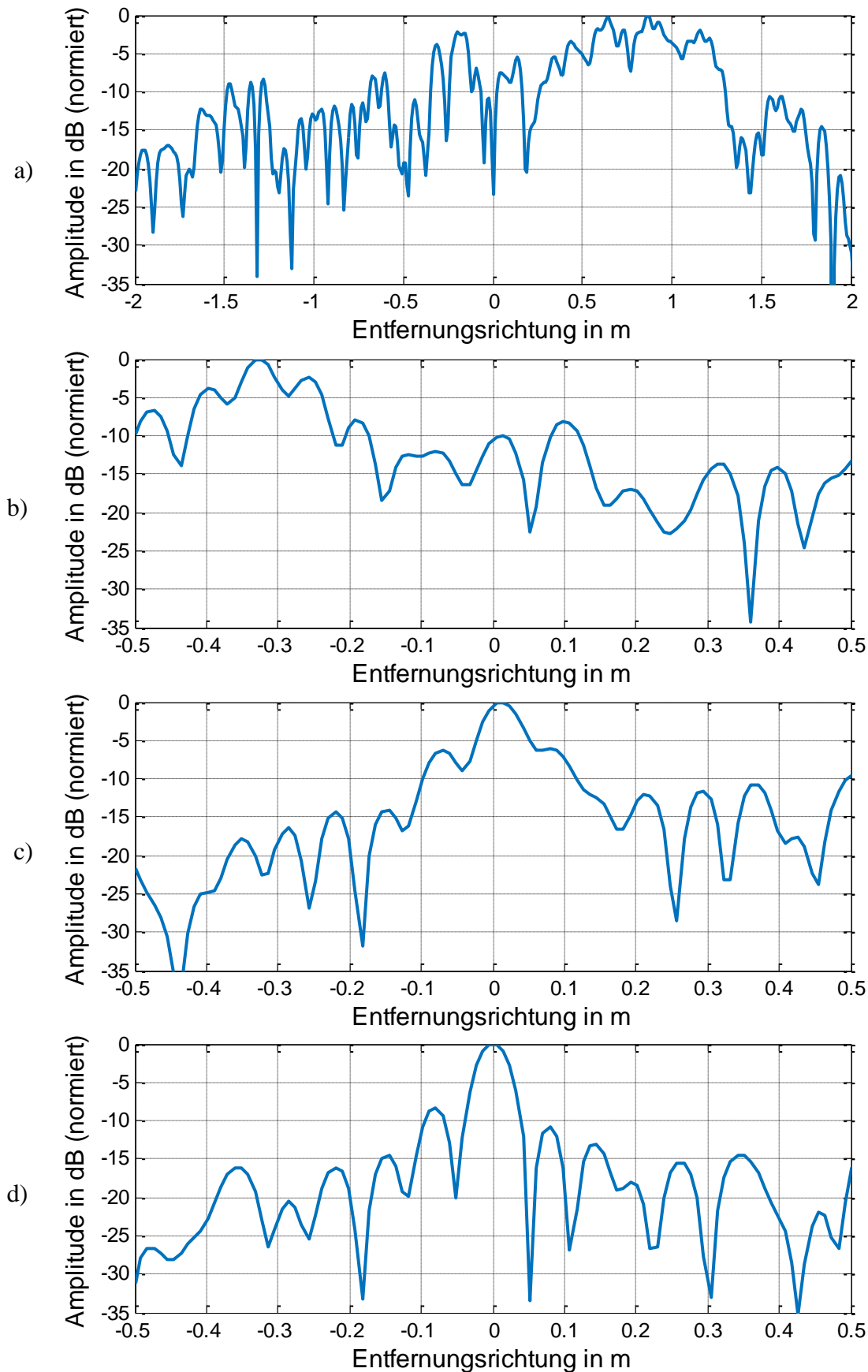


Abbildung 6.19: Ergebnisse nach der kohärenten Summation der in Abbildung 6.18 jeweils dargestellten Entfernungprofile (Summe über alle Pulsnummern). Es zeigt sich die sukzessive Formung der fokussierten quasi Punktzielantwort nach jedem Kalibrationsschritt anhand eines robusten Streuzentrums der ISS.

Der in Abbildung 6.17 dargestellte Ausschnitt von 50 Pulsen aus einem Entfernungsverlauf entspricht basierend auf der PRF von 190 Hz einer Dauer von $t = 0,26$ s. Den Entfernungsverlauf über einen Zeitraum von $t = 52,63$ Sekunden zeigt Abbildung 6.20. Dies entspricht bei der PRF von 190 Hz genau 10000 Pulsen bzw. Entfernungprofilen. Die mittlere Entfernungsänderung, die bei der Messung des dargestellten Entfernungsverlaufs $\Delta R = 81,4$ km betrug ($R_{\min} = 551,3$ km, $R_{\max} = 632,7$ km) wurde bereits anhand einer TLE-basierten Bahnvorhersage korrigiert. Im Idealfall sollten die Entfernungprofile nun im Bereich der Entfernung um $R = 0$ m liegen. Deutlich zu erkennen ist aber ein noch verbleibender Entfernungsfehler, der zum Zeitpunkt $t = 0$ s etwa 160 m beträgt und sich auf einen Wert von etwa 40 m am Ende des dargestellten Entfernungsverlaufs verringert. Für die optimale Generierung von ISAR-Bildprodukten ist diese noch bestehende Entfernungsänderung nun ebenfalls zu korrigieren, um eine Defokussierung zu vermeiden. Anhand dieses Messergebnisses zeigt sich eindrucksvoll, dass die messtechnisch ermittelten Rohdaten nicht ohne weiteres zu einem ISAR-Bildprodukt prozessiert werden können, sondern vielmehr eine aufwendige Korrektur des Entfernungsverlaufs durchgeführt werden muss. Bei allen in dieser Arbeit diskutierten Abbildungsergebnissen wurde diese Korrektur des Entfernungsverlaufs mit Hilfe der Extraktion robuster Streuzentren und deren Entfernungsänderung durchgeführt.

Ein größeres Problem aber stellt der Umstand dar, dass die Bahnvorhersage mittels öffentlich verfügbaren TLE-Daten teilweise einen so großen Fehler zum tatsächlichen Flugverlauf aufweist, dass durch die dadurch verursachte Fehlausrichtung des Antennensystems ein Objekt nicht innerhalb der Richtcharakteristik des Antennensystems liegen kann und damit gar nicht erst beleuchtet wird (vgl. Abschnitt 5.3). Deshalb wird im nächsten Abschnitt ein eigenes entwickeltes Verfahren beschrieben, wie eine Fehlausrichtung des Antennensystems zumindest teilweise vermieden werden kann.

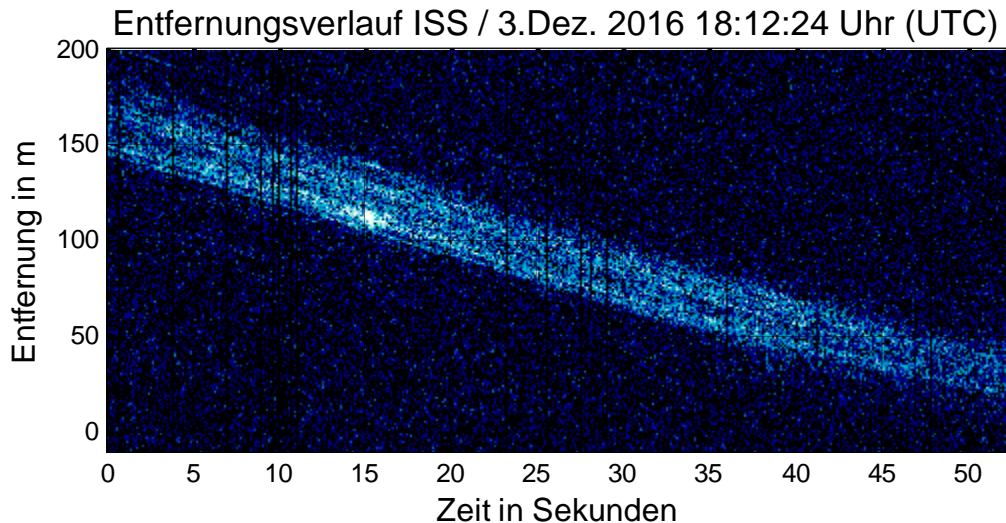


Abbildung 6.20: *Entfernungsverlauf der Radarechos der ISS, gemessen mit einer Bandbreite von $B = 400$ MHz sowie einer PRF von 190 Hz. Die mittlere Entfernungsänderung wurde bereits anhand einer TLE-basierten Bahnvorhersage korrigiert. Die verbleibende Änderung der Entfernung ist maßgeblich auf eine ungenaue Umlaufbahnvorhersage zurückzuführen.*

6.3.3 Messtechnische Bestimmung der exakten Überflugzeit

Ausgehend von den in Abschnitt 5.3 beschriebenen Untersuchungen zur Genauigkeit der Bahnvorhersage wird im Folgenden die Messprozedur beschrieben, um die wahre Anomalie in Form der exakten Überflugzeit der ISS zu bestimmen. Allgemein muss aufgrund der entstehenden Positionsfehler in verschiedene Raumrichtungen anstatt eines linienförmigen

Verlaufs der Umlaufbahn ein röhrenförmiger Verlauf angenommen werden, innerhalb dem ein Objekt erwartet werden muss, wie in Abbildung 6.21 angedeutet. Der Querschnitt dieses röhrenförmigen Verlaufs ist hier vergrößert dargestellt. Die in Abschnitt 5.3 vorgestellten Untersuchungen haben gezeigt, dass der größte Positionsfehler bei der Bahnvorhersage basierend auf TLE-Daten in Flugrichtung auftritt. Der in Querrichtung d_{quer} sowie in radialer Richtung d_{rad} auftretende Positionsfehler, der die Geometrie des röhrenförmigen Verlaufs bestimmt, ist dagegen deutlich geringer. Da ein großer Positionsfehler in Flugrichtung dazu führen kann, dass der Satellit beim Überflug außerhalb der Antennenrichtcharakteristik liegt, muss insbesondere dieser bestimmt werden. Aufgrund von Bahnstörungen und der unterschiedlichen Aktualität der zur Verfügung stehenden TLE-Daten ist dieser nicht konstant und muss für jeden Überflug neu bestimmt werden. Abbildung 5.18 zeigt die verwendete Messgeometrie zur Bestimmung der exakten Überflugzeit und damit der genauen Position des Satelliten auf seiner aktuellen Umlaufbahn. Die Blickrichtung des Antennensystems ist hierbei fest auf den Punkt p_B auf der aktuellen Umlaufbahn ausgerichtet, der die geringste radiale Entfernung zum IoSiS-0-System aufweist. Sei t_{nom} die nominelle vorausberechnete Zeit des Überfluges, bei der der Satellit den Punkt p_B passiert, so wird mit dieser Messgeometrie eine Messung im Zeitraum $t_{\text{nom}} \pm \Delta t$ durchgeführt, wobei Δt typischerweise fünf Sekunden beträgt. Somit lässt sich innerhalb eines Zeitfensters von $2\Delta t$ die Zeitdifferenz zur nominellen Überflugzeit t_{nom} bestimmen.

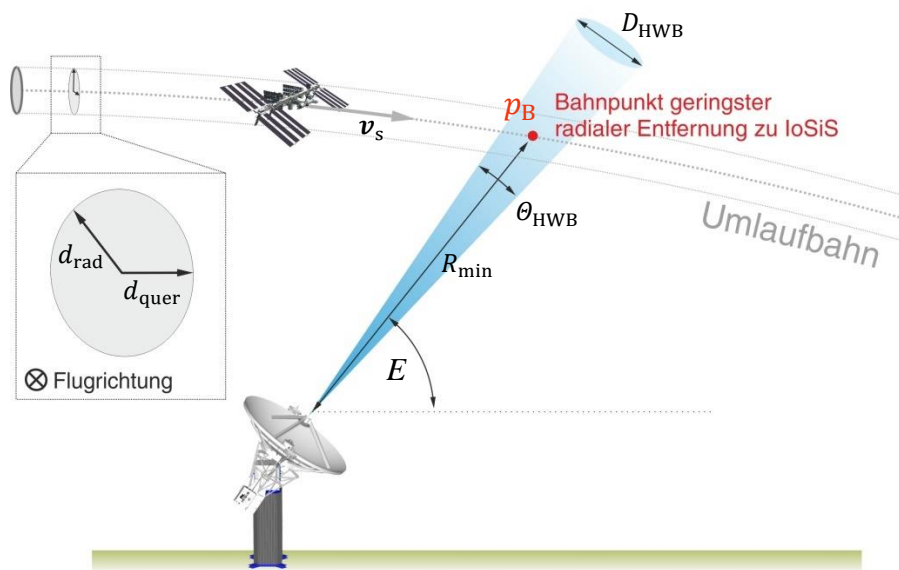


Abbildung 6.21: Prinzipielle Messgeometrie mit fest eingestelltem Elevations- und Azimutwinkel des Antennensystems, wobei die Blickrichtung zum Bahnpunkt der geringsten radialen Entfernung zum Sensorsystem ausgerichtet ist. Damit kann die exakte Überflugzeit des Objekts durch diesen Punkt bestimmt werden und damit ein eventuell vorhandener Zeitoffset zur vorausberechneten Überflugzeit.

Den mit feststehendem Antennensystem gemessenen Entfernungsverlauf zeigt Abbildung 6.22 für vier verschiedene Überflüge der ISS. Dargestellt ist der Entfernungsverlauf in Abhängigkeit der Zeit normiert auf die nominelle Überflugzeit t_{nom} bei der die ISS den Punkt p_B basierend auf der Bahnvorhersage passieren sollte. Sichtbar ist dabei nur der Bereich zwischen dem Eintritt der ISS in die Antennenrichtcharakteristik und dem Austritt. Der Azimut- und Elevationswinkel für die Ausrichtung des Antennensystems wurde dazu basierend auf dem jeweils angegebenen TLE-Datensatz bestimmt.

Bestimmung des Zeitversatzes beim Überflug (ISS)

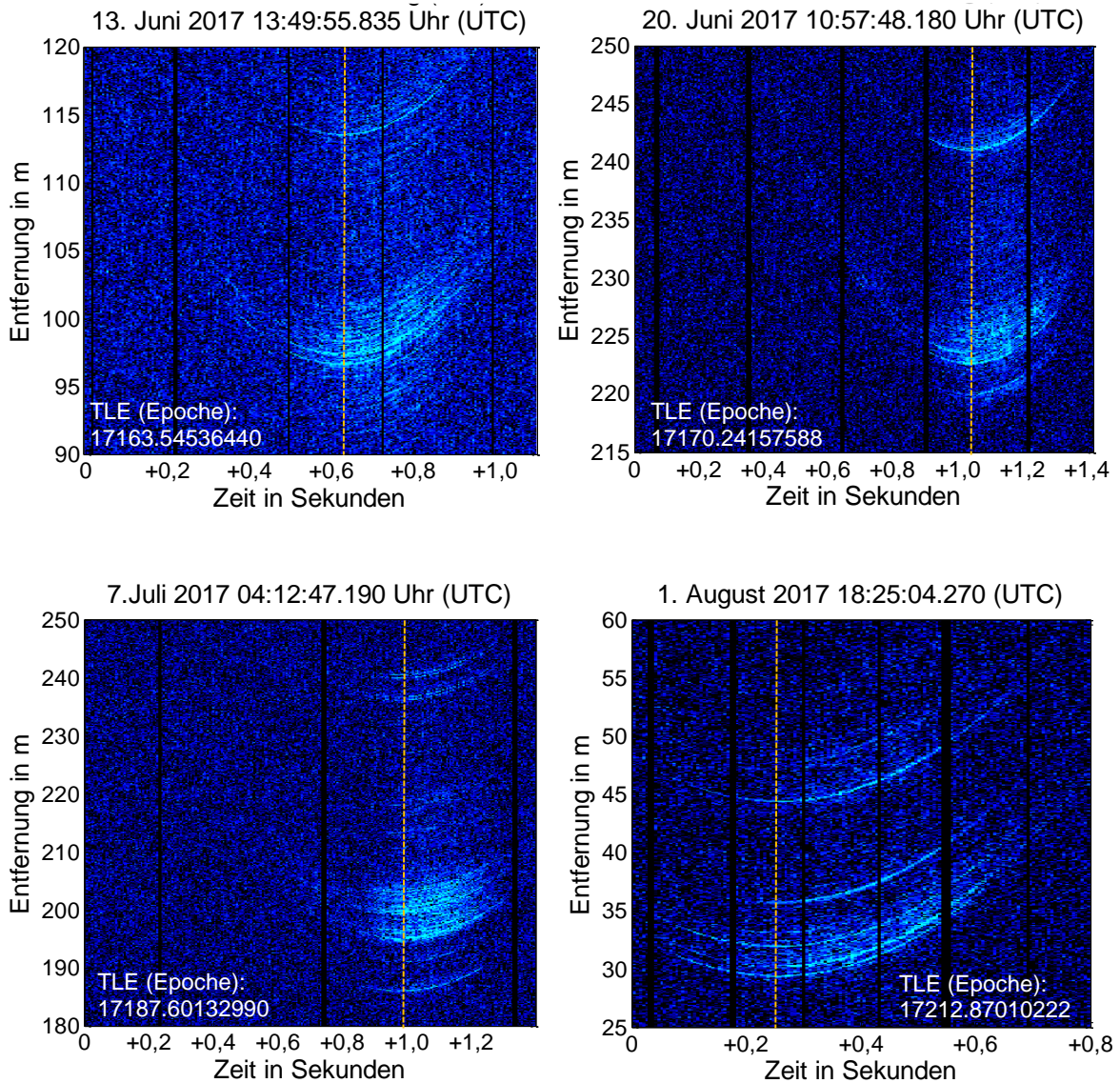


Abbildung 6.22: Gemessener Entfernungsverlauf der ISS für vier verschiedene Überflüge mit feststehender Antenne zur Bestimmung der exakten Überflugzeit. Der nominelle Zeitpunkt der geringsten Distanz liegt bei $t=0$ s ($\triangleq t_{\text{nom}}$). Bei allen vier Überflügen ist somit ein positiver Zeitoffset zu beobachten, d.h. die ISS ist später als erwartet am vorausberechneten Bahnpunkt.

Die gezeigten Entfernungsverläufe sind hierbei bereits um die vorausberechnete minimale Entfernung R_{min} am Punkt p_B korrigiert worden, die ebenfalls anhand der verfügbaren TLE-Daten berechnet wurde. Die Entfernungsänderung während des Überflugs wurde dagegen nicht kompensiert, was an dem jeweils parabelförmigen Entfernungsverlauf erkennbar ist. An diesem lässt sich nun anhand der minimalen Entfernung der Zeitversatz zur nominellen Überflugzeit bestimmen. Hierfür ist bei allen vier Entfernungsverläufen die Symmetrieachse eingezeichnet, welche die minimale Entfernung repräsentiert. Die auf der Abszisse dargestellte Zeitachse ist normiert auf die nominelle Überflugzeit, die somit direkt den Zeitversatz zu t_{nom} angibt. Bei allen vier Überflügen ist ein positiver Zeitversatz erkennbar, der in einem Bereich zwischen $\Delta t = 0,25$ s und $\Delta t = 1,01$ s liegt. Basierend auf der Bahngeschwindigkeit der ISS mit etwa $v_S = 7,6$ km/s ergibt sich somit ein Positionsfehler in Flugrichtung im Bereich zwischen $\Delta s = 1,9$ km und $\Delta s = 7,68$ km. Dieser liegt in der Größenordnung des für

TerraSAR-X bestimmten Fehlers (vgl. Abbildung 5.17) und stellt somit einen realistischen Wert dar. Betrachtet man weiter den Antennenöffnungswinkel $\Theta_{\text{HWP}} = 0,25^\circ$ der Sendeantenne so beleuchtet dieser in einer Entfernung von $R = 400$ km einen Bereich mit dem Durchmesser von $D_{\text{HWP}} \approx 1,8$ km. Liegt ein entsprechendes Zielobjekt somit um $D_{\text{HWP}}/2$ versetzt zur Hauptstrahlrichtung der Sendeantenne befindet sich dieses nicht mehr innerhalb des 3 dB-Öffnungswinkels der Sendeantenne. Bei dieser Betrachtung wurde nur die Einweg-Ausbreitung zugrunde gelegt, da die Empfangsantenne einen deutlich größeren Öffnungswinkel aufweist und damit unkritisch ist. Demnach wäre also bei der Nachführung des Antennensystems basierend auf diesen TLE-Daten eine deutliche Fehlausrichtung vorhanden, was eine Abbildung unmöglich macht.

Die im Entfernungsverlauf vereinzelt vorkommenden senkrechten schwarzen Bereiche korrespondieren zu solchen Entfernungsprofilen, die vom System nicht aufgezeichnet wurden und daher mit dem Intensitätswert Null versehen sind, um fortwährend äquidistante Zeitschritte zwischen den einzelnen Entfernungsprofilen zu gewährleisten. Das Fehlen dieser Entfernungsprofile ist darin begründet, dass die praktizierte und auch notwendige digitale Signalaufzeichnung eine Datenrate generiert, die im Bereich der maximal möglichen Datenrate der zur Verfügung stehenden Gerätschaften liegt. Vereinzelt kommt es daher vor, dass Entfernungsprofile aufgrund einer zu großen Datenrate nicht abgespeichert werden können und daher verloren gehen.

Aufgrund der Inklination der Umlaufbahn der ISS von $i = 51,6^\circ$ bietet sie die Eigenschaft, dass sie von den geozentrischen Koordinaten des IoSiS-0-Systems bei mehreren aufeinander folgenden Erdumrundungen beobachtet werden kann. Diese Eigenschaft erlaubt es, den mit feststehendem Antennensystem messtechnisch bestimmten Positionsfehler in Flugrichtung zu bestimmen und den Zeitversatz bei dem direkt nachfolgenden Überflug (nach einer Erdumrundung) zu berücksichtigen und damit zu korrigieren. Dies ist allerdings nur dann möglich, wenn sich der Positionsfehler in Flugrichtung während eines Umlaufs nicht dramatisch ändert. Abbildung 6.23 zeigt die Bestimmung des Positionsfehlers in Flugrichtung bzw. des Zeitversatzes basierend auf der in Abbildung 6.21 dargestellten Messgeometrie für zwei aufeinanderfolgende Überflüge der ISS. Der Zeitversatz zur nominellen Überflugzeit beträgt bei beiden Überflügen etwa $\Delta t = 0,22$ s und verändert sich somit zwischen den beiden Überflügen nicht merklich. Somit ist prinzipiell möglich, bei zwei aufeinander folgenden Überflügen den Positionsfehler in Flugrichtung beim ersten Überflug zu ermitteln und ihn beim darauf folgenden Überflug zu berücksichtigen, um eine Fehlausrichtung des Antennensystems während der Nachführung zu vermeiden.

Diese Möglichkeit zur Bestimmung des Zeitoffsets des Überflugs ist demnach nur sinnvoll, wenn zwei unmittelbar aufeinanderfolgende Überflüge ein und desselben Weltraumobjekts beobachtet werden können. Im Fall der ISS ist dies durch deren Inklination in Verbindung mit der geografischen Lage des IoSiS-0-Systems gegeben. Anders sieht es dagegen bei den meisten Satellitensystemen auf einer erdnahen Umlaufbahnen aus, die hauptsächlich eine sehr große Inklination ($i \approx 90^\circ$) aufweisen und sich damit auf annähernd polaren Umlaufbahnen befinden. In diesem Fall sind genauere Bahndaten notwendig, um die notwendige Bestimmung des Zeitoffsets zu umgehen und diese dennoch abbilden zu können. Aus diesem Grund werden im Folgenden das Abbildungsergebnis der ISS sowie von einer ausgedienten Raketenstufe, die sich auf einer Umlaufbahn mit ähnlicher Inklination wie die ISS befindet, diskutiert.

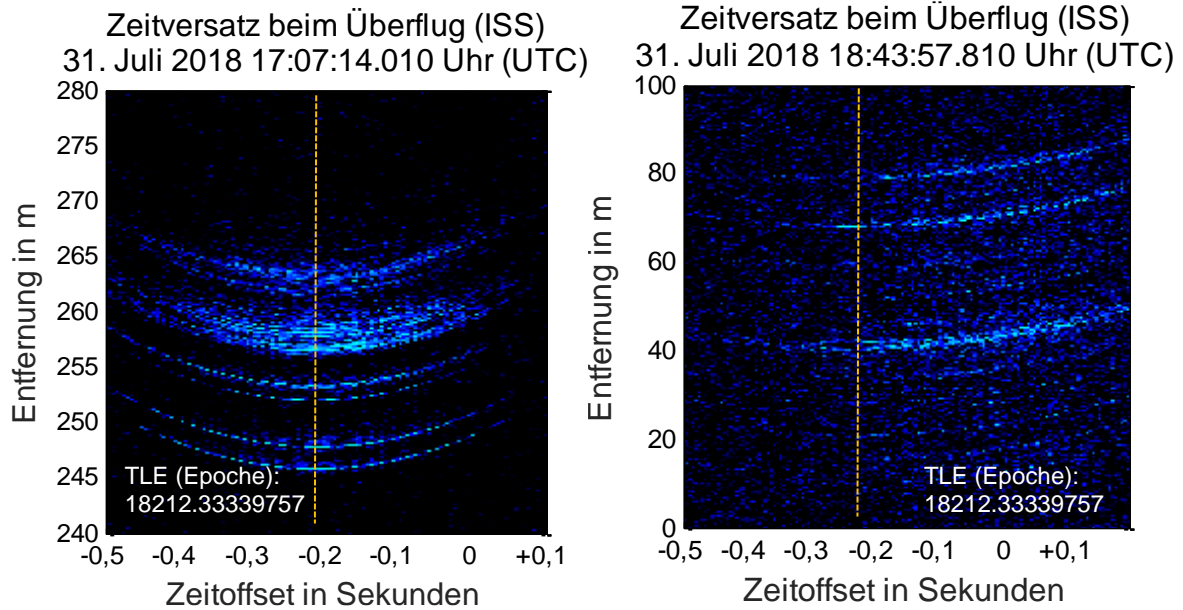


Abbildung 6.23: Entfernungsverlauf der ISS für zwei aufeinander folgende Überflüge mit feststehender Antenne. Bei beiden Überflügen lässt sich ein Zeitoffset von etwa $\Delta t = 0,5$ s bestimmen und damit ist kaum eine Änderung nach einer Erdumrundung festzustellen.

6.3.4 ISAR-Abbildung der Internationalen Raumstation (ISS)

Im Folgenden werden Messergebnisse zur ISS gezeigt, die mit dem experimentellen IoSiS-0-System aufgenommen wurden. Hierbei wird zunächst ein Abbildungsergebnis mit reduzierter räumlicher Auflösung diskutiert, und dann im Anschluss im Vergleich zwei Abbildungen mit sehr hoher räumlicher Auflösung analysiert.

6.3.4.1 Abbildung mit reduzierter räumlicher Auflösung

Die zur ISAR-Bildproduktgenerierung herangezogenen und bei einer Bandbreite von $B = 400$ MHz messtechnisch ermittelten Entfernungprofile zeigt Abbildung 6.24. Die Entfernungprofile wurden hierbei durch eine Pulskompression in Entfernungsrichtung bereits fokussiert. Ferner wurde die Korrektur der Übertragungsfunktion des Radars sowie des Antennensystems durch die Anwendung der in vorigen Abschnitten beschriebenen Kalibration bereits durchgeführt. Außerdem wurde die Entfernungsänderung basierend auf den Bahndaten sowie der Laufzeitverzögerung durch Troposphäre und Ionosphäre zunächst grob kompensiert und anschließend empirisch soweit ausgeglichen, dass alle dargestellten Entfernungprofile im gleichen Entfernungsbereich liegen.

Hierfür wurde der Entfernungsverlauf einzelner robuster Streuzentren isoliert betrachtet, die über den gesamten Winkelbereich einen merklichen und nahezu konstanten Rückstreuquerschnitt aufweisen. Anhand des Entfernungsverlaufes solcher Streuzentren lässt sich ein Restfehler in der Entfernungsvariation ermitteln und damit empirisch kompensieren.

Der dargestellte Entfernungsverlauf zeigt über einen Bereich von etwa $\Delta R = 80$ m in den dominanten Streuzentren einen ziemlich gleichmäßigen Verlauf in Azimutrichtung. Die mit einer PRF von 190 Hz aufgenommenen 500 Entfernungprofile entsprechen einem Azimutwinkelbereich von etwa $\varphi_{Az} = 2^\circ$ und ergeben ein Winkelinkrement in Azimutrichtung von etwa $\Delta\varphi_{Az} = 0,004^\circ$.

Zur Azimutfokussierung der Entfernungsprofile und der damit einhergehenden Bildprodukt-generierung wird eine Dopplerauswertung in Azimutrichtung durchgeführt. Dies wird durch eine schnelle Fourier-Transformation (FFT) über die dargestellten Entfernungsprofile erreicht. Das sich ergebende ISAR-Bildprodukt zeigt Abbildung 6.25.

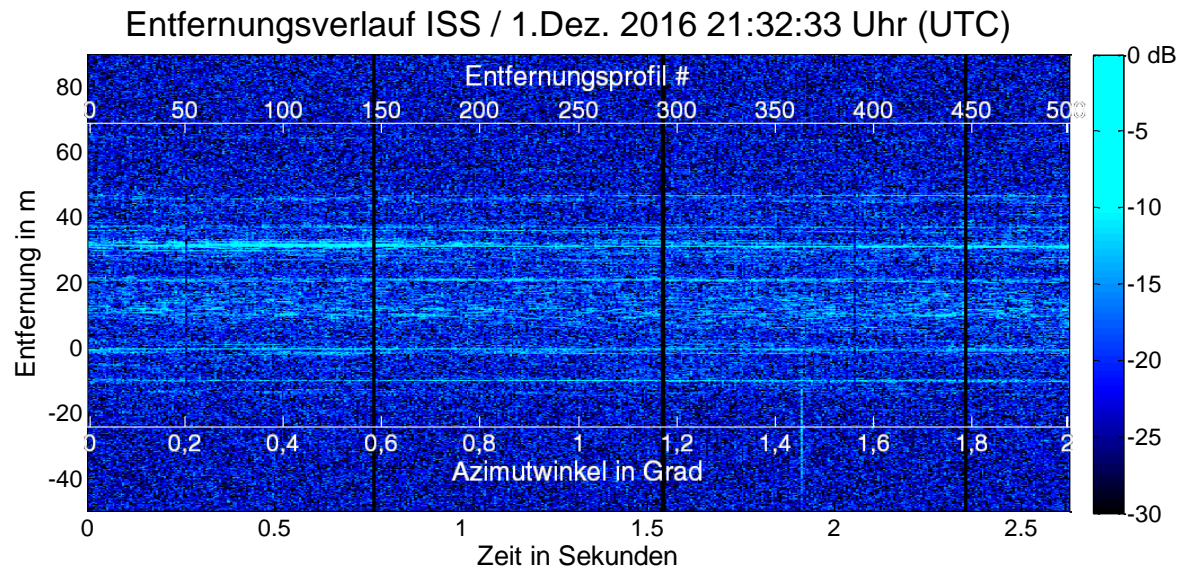


Abbildung 6.24: Entfernungsverlauf der ISS nach der Kalibration, Pulskompression und Korrektur der mittleren Entfernungsänderung in Abhängigkeit der Zeit. Zusätzlich angegeben sind die Nummern der Entfernungsprofile bei einer PRF= 190 Hz sowie der verfügbare, die Azimutauf-lösung bestimmende, Integrationswinkel in Azimutrichtung.

Hierbei wurden keinerlei weitere Filterungen oder Bildbearbeitungsschritte vorgenommen. Das ISAR-Bildprodukt zeigt deutlich die gesamte Struktur der Raumstation mit einer der Bandbreite bzw. dem Integrationswinkel in Azimutrichtung entsprechenden räumlichen Auflösung von $\Delta r \approx 40$ cm in beide Raumrichtungen. Deutlich erkennbar ist auch der durch die Azimutfokussierung entstehende Integrationsgewinn. Dieser verringert den Hintergrund-rauschpegel deutlich im Vergleich zu dem Rauschpegel im reinen Entfernungsverlauf bei dem nur der Pulskompressionsgewinn zum Tragen kommt. Insbesondere ist hierbei der dar-gestellte Dynamikbereich beim Vergleich der beiden Abbildungen zu beachten. Ausgehend von einem Rückstreuverhalten der einzelne Streuzentren über den gesamten Winkelbereich von $\varphi_{Az} = 2^\circ$ und unter Vernachlässigung der Verluste des Fokussierungsalgorithmus ergibt sich ein Integrationsgewinn durch die Fokussierung in Azimutrichtung von $G_p = 26,99$ dB.

Zur Identifikation einzelner Subsysteme im Radarbild sind zum Vergleich die dazu passen-den optischen Detailbilder dargestellt, sowie ein optisches Foto der gesamten Raumstation. Hierbei ist beim Vergleich des Radarbildes und des optischen Bildes aber zu beachten, dass der Blickwinkel aus der die Raumstation vom Radarsystem abgebildet wurde und der Blick-winkel aus dem das optische Foto aufgenommen wurde nicht exakt identisch sind. Im Ra-darbild deutlich zu erkennen sind die runden Strukturen die am Ende der acht Solarzellen angebracht sind (①). Diese zylinderförmigen Strukturen weisen auf beiden Seiten eine Ver-tiefung auf, was zusammen mit der rotationsymmetrischen Struktur einen guten Radarrück-streuquerschnitt in alle Raumrichtungen ergibt und somit an allen acht Positionen deutlich zu erkennen ist. Die Fläche der Solarzellen ist dagegen nicht zu sehen, da diese während der Aufnahme der ausgewerteten Entfernungsprofile so ausgerichtet waren, dass sie keine bzw. zu wenig Strahlungsleistung in Richtung des Radarsystems zurück reflektiert haben. Allge-mein weisen flächige Strukturen nur einen großen Radarrückstreuquerschnitt auf, wenn die Flächennormale in Richtung des Mikrowellensensorsystems zeigt. Auch etwaige

Kanteneffekte sind nicht zu erkennen, da für die Detektion dieser vermutlich das SNR nicht ausreichend ist. Was wiederum im Radarbild in Erscheinung tritt, sind die Gitterförmigen Strukturen zwischen den jeweils rechts und links angebrachten Solarzellen (②). Ein weiteres Modul, welches deutlich sichtbar ist, stellt die am japanischen KIBO Modul angebrachte Außenplattform für Experimente (engl.: Exposed Facility) dar, an der mehrere kleinere Experimentiercontainer befestigt sind, von denen einzelne teilweise im Radarbild erkennbar sind (③).

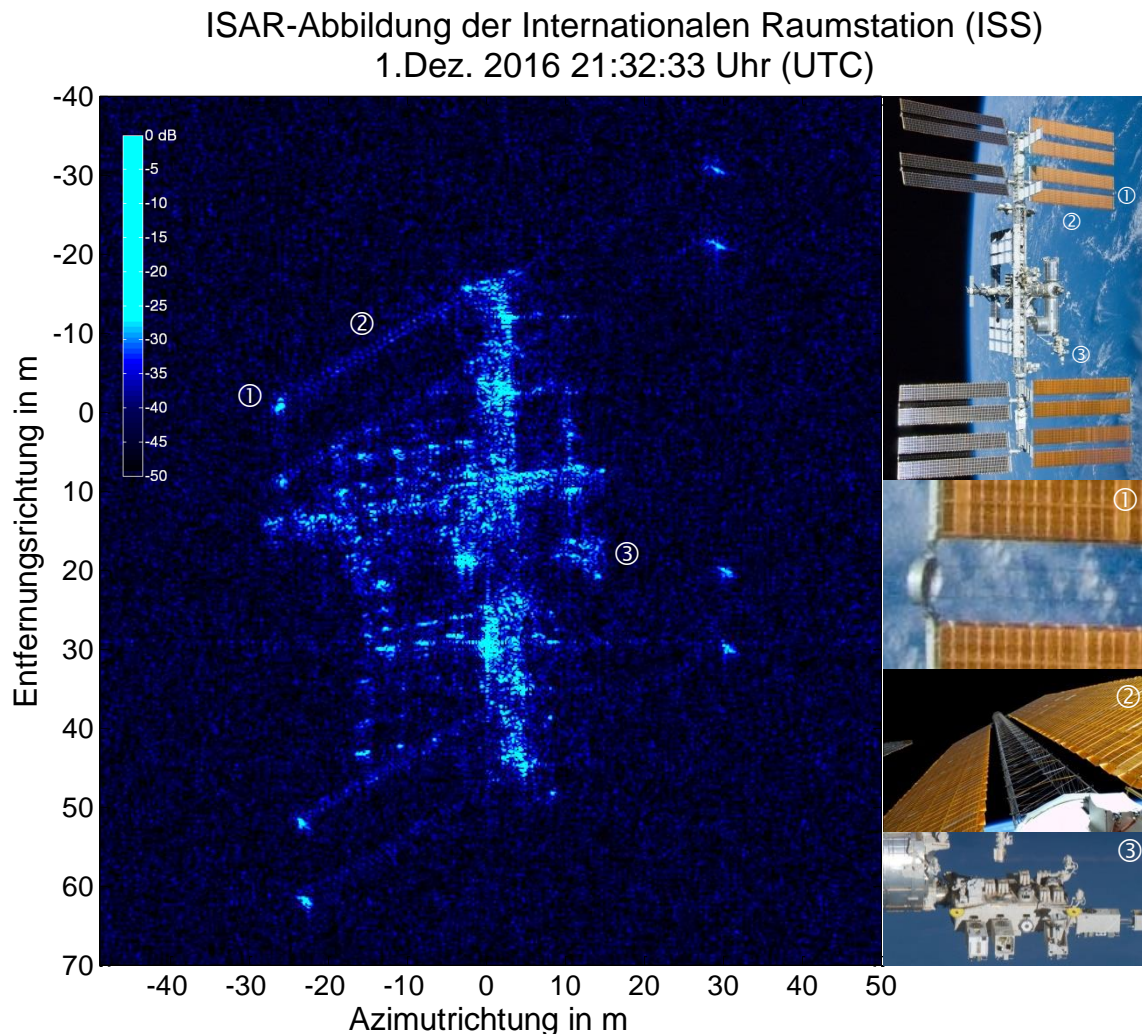


Abbildung 6.25: ISAR-Bild der Internationalen Raumstation (ISS), aufgenommen mit dem IoSiS-0-System bei einer räumlichen Auflösung von $\Delta r \approx 40$ cm in Entfernungs- und Azimutrichtung. Das Bild wurde basierend auf dem in Abbildung 6.24 dargestellten Entfernungsverlauf durch eine Dopplerauswertung (Range-Doppler-Algorithmus) erstellt.

Trotz der geringen räumlichen Auflösung im Vergleich mit der vom IoSiS-0-System maximal erreichbaren räumlichen Auflösung, lassen sich einige Details im ISAR-Bildprodukt detektieren und identifizieren. Es muss allerdings beachtet werden, dass in dem hier vorliegenden Fall das Objekt mit etwa 110×80 m sehr groß ist. Erst die im Folgenden vorgestellten ISAR Messergebnisse mit höchster Auflösung zeigen, dass erst bei räumlichen Auflösungen im Zentimeterbereich feinste Details des Weltraumobjekts sichtbar werden.

6.3.4.2 Abbildungen mit sehr hoher räumlicher Auflösung

Abbildung 6.27 zeigt nun eine Abbildung der ISS mit der derzeit umgebungsbedingt höchstmöglichen Bandbreite von $B = 2,85$ GHz, die in dieser Arbeit für experimentelle Zwecke nutzbar war und einer theoretischen Entfernungsauflösung von $\Delta r_{\text{entf}} \approx 5,2$ cm entspricht. Wie bereits im vorherigen Kapitel beschrieben, konnte die theoretisch maximale Bandbreite von $B = 4,4$ GHz aufgrund von möglichen Störungen benachbarter Kommunikationssysteme nicht vollständig ausgeschöpft werden. Als Prozessierungsmethode wurde eine klassische Rückprojektion der einzelnen Entfernungsprofile auf ein kartesisches Raster angewendet. Die Fokussierungsebene wurde dabei in die Hauptebene der ISS gelegt, um ein möglichst verzerrungsfreies Radarbild zu bekommen. Die Lage der gewählten Fokussierungsebene ist in Abbildung 6.26 anhand eines 3D-Modells der ISS dargestellt. Hierbei muss aber beachtet werden, dass die Solarpaneele in der Realität nicht zwingend in der Fokussierungsebene liegen, wie hier dargestellt. Vielmehr werden diese stets dem einfallenden Sonnenlicht nachgeführt und weisen somit je nach relativer Lage der Sonne eine andere Position auf.

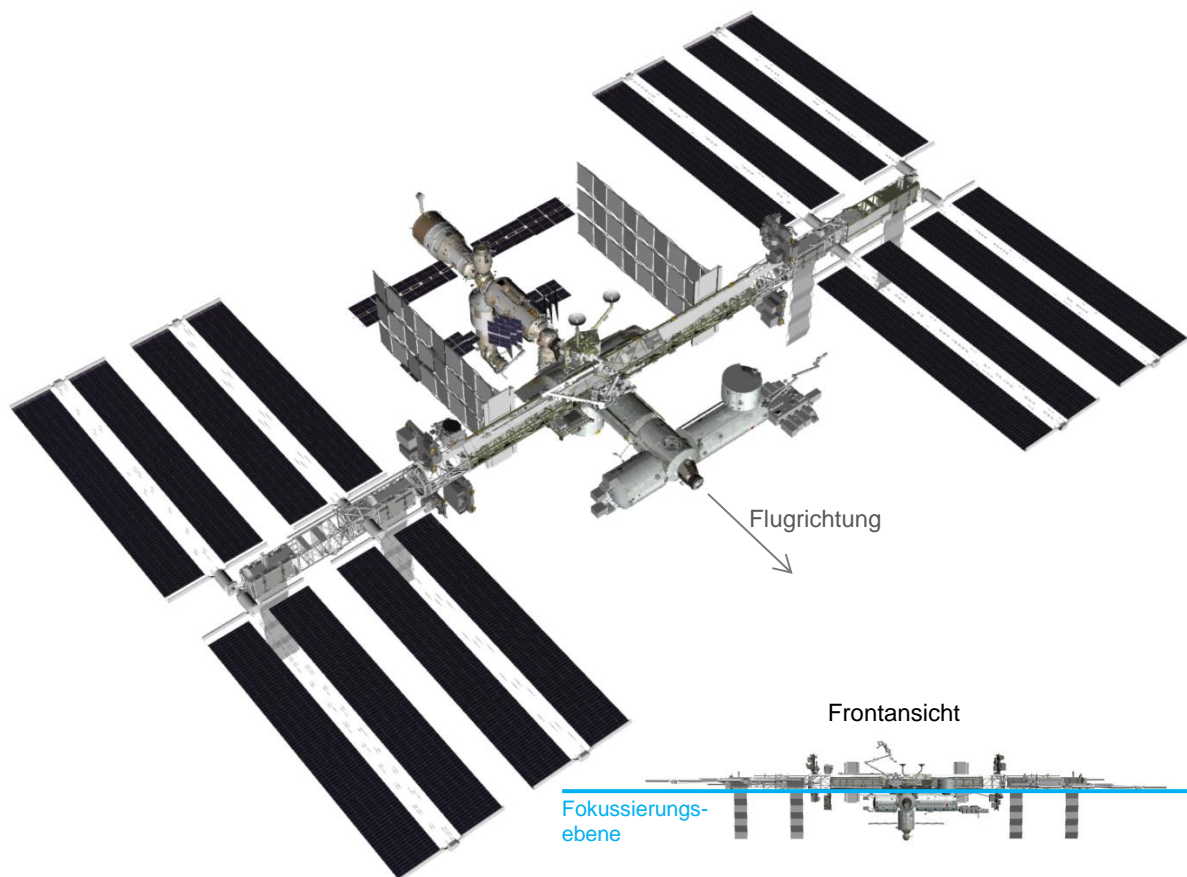


Abbildung 6.26: Detailliertes 3D-Modell der Internationalen Raumstation ISS als optisches Vergleichsmuster zu den in Abbildung 6.27 bis Abbildung 6.30 illustrierten hochauflösenden ISAR-Bildprodukten. Die Lage der Fokussierungsebene, wie sie zur Bildgenerierung der gezeigten hochauflösenden Abbildungen gelegt wurde, ist ebenfalls angedeutet.

Der Integrationswinkel in Azimutrichtung beträgt in diesem Fall $\varphi_{\text{Az}} = 23^\circ$ und umfasst die Winkelbreite, die für eine quadratische Auflösungszelle benötigt wird. Der große Integrationswinkel hat den positiven Effekt, dass für eine Bildaufnahme mehr Streuzentren sichtbar werden als bei kleineren Integrationswinkeln. Dies zeigt auch die später noch erläuterte Prozessierung von Subaperturen in Azimutrichtung. Im Hinblick auf die erzielbare räumliche Auflösung in Azimutrichtung kann bei diesen großen Integrationswinkeln allerdings nicht mehr direkt von der Winkelbreite auf die Größe der Auflösungszelle geschlossen werden.

Denn dies würde voraussetzen, dass jedes Streuzentrum einen signifikanten Beitrag in Amplitude und Phase über diesen gesamten Winkelbereich liefert, was in der realen Welt allerdings nicht immer gewährleistet ist. Deshalb lässt sich über die erzielte räumliche Auflösung in Azimutrichtung keine pauschale Aussage treffen. Die homogene Bildstruktur in beiden Raumrichtungen zeigt allerdings, dass keine der beiden räumlichen Auflösungen dominiert, was eine subjektiv wahrnehmbare Verzerrung im Bild verursachen würde. Der maximale Amplitudenwert der Darstellung wurde hierbei absichtlich auf den Wert -25 dB normiert, da einige wenige robuste Streuzentren eine deutlich größere Amplitude aufweisen als der Rest der Struktur und damit die Sichtbarkeit von Streuzentren kleiner Intensität stark einschränken würde.

Im Vergleich zu Abb. 6.29 erkennt man, dass die gesamte Struktur der Raumstation im Radarbild erkennbar ist. Wie auch schon bei der Abbildung mit reduzierter Auflösung sind die Flächen der Solarpaneele aufgrund der Ausrichtung während des Überflugs nicht wahrnehmbar.

Betrachtet man die Abmessungen der Raumstation und legt eine Entfernungsauflösung von 5 cm zugrunde, so erhält man bei vierfacher Überabtastung 8600 Bildpixel in Entfernungsrichtung. Hieraus wird ersichtlich, dass die extrem hohe räumliche Auflösung bei der Darstellung von Objekten dieser Ausmaße extrem schwierig kommunizierbar ist. Daher ist es sinnvoll, einzelne Bereiche vergrößert darzustellen. Abbildung 6.28 zeigt deshalb einen vergrößerten Ausschnitt des in Abbildung 6.27 gelb umrandeten Bereichs. Dieser Ausschnitt beinhaltet das japanische KIBO-Modul mit angebrachter Außenplattform. Im Radarbild deutlich zu erkennen ist das zylinderförmige Modul, das einen Durchmesser von 4,4 m aufweist. Reflexionen an der Zylinderoberfläche entlang der Symmetrieachse des Zylinders lassen visuell einen 3D-Eindruck des Moduls entstehen. Ein deutlich komplexeres Rückstreuverhalten weist die am KIBO-Modul befestigte Außenplattform mit ihren diversen Experimentiercontainern auf. Insgesamt lassen sich 10 Experimentiercontainer an der Außenplattform befestigen, wobei jeder in etwa eine Größe von 0,8 m x 1,0 m x 1,8 m hat. Vergleicht man die Strukturen des optisch dargestellten Referenzmodells mit dem Radarbild, so lässt sich erkennen, dass zur Zeit der Radarmessung ein weiterer Experimentiercontainer stirnseitig an der Außenplattform montiert war (Pfeil und Rechteck). Anhand dieser nur beispielhaften Diskussion zeigt sich bereits sehr deutlich der immense Informationsgehalt hochauflösender Radarbilder von Objekten im Weltraum.

Ein weiteres Ergebnis mit sehr hoher Auflösung zeigt Abbildung 6.29. Auch hier beträgt die genutzte Bandbreite $B = 2,85$ GHz mit der zugehörigen Entfernungsauflösung von $\Delta r_{\text{entf}} \approx 5,2$ cm. In Azimutrichtung wurden 9000 verfügbare Entfernungsprofile zur Fokussierung verrechnet, was in diesem Fall einem Integrationswinkel von $\varphi_{\text{Az}} = 28^\circ$ entspricht. Dies führt zu einer theoretischen räumlichen Azimutauflösung von $\Delta r_{\text{Az}} \approx 2,8$ cm. Aber auch hier gilt wie bereits beschrieben, diese Auflösung kann nur erzielt werden, wenn ein Streuzentrum einen signifikanten Beitrag in Amplitude und Phase über diesen großen Winkelbereich liefert. Auch hier ist der maßgebliche Vorteil des großen Integrationswinkels weniger die erzielte räumliche Auflösung, sondern vielmehr das in Erscheinung treten möglichst vieler Streuzentren. Im Vergleich zur vorigen Abbildung der ISS sind nun alle acht Solarpaneele deutlich erkennbar. Da diese zumindest in Azimutrichtung eine kaum erkennbare Stauchung aufweisen, kann darauf geschlossen werden, dass diese im Bereich der Fokussierungsebene positioniert waren. In Entfernungsrichtung hingegen ist teilweise eine deutliche Stauchung zu erkennen (am deutlichsten am Solarpaneel ganz oben rechts). Dies zeigt, dass die Flächennormalen der Fokussierungsebene und der Paneele während der Aufnahme nicht parallel waren.

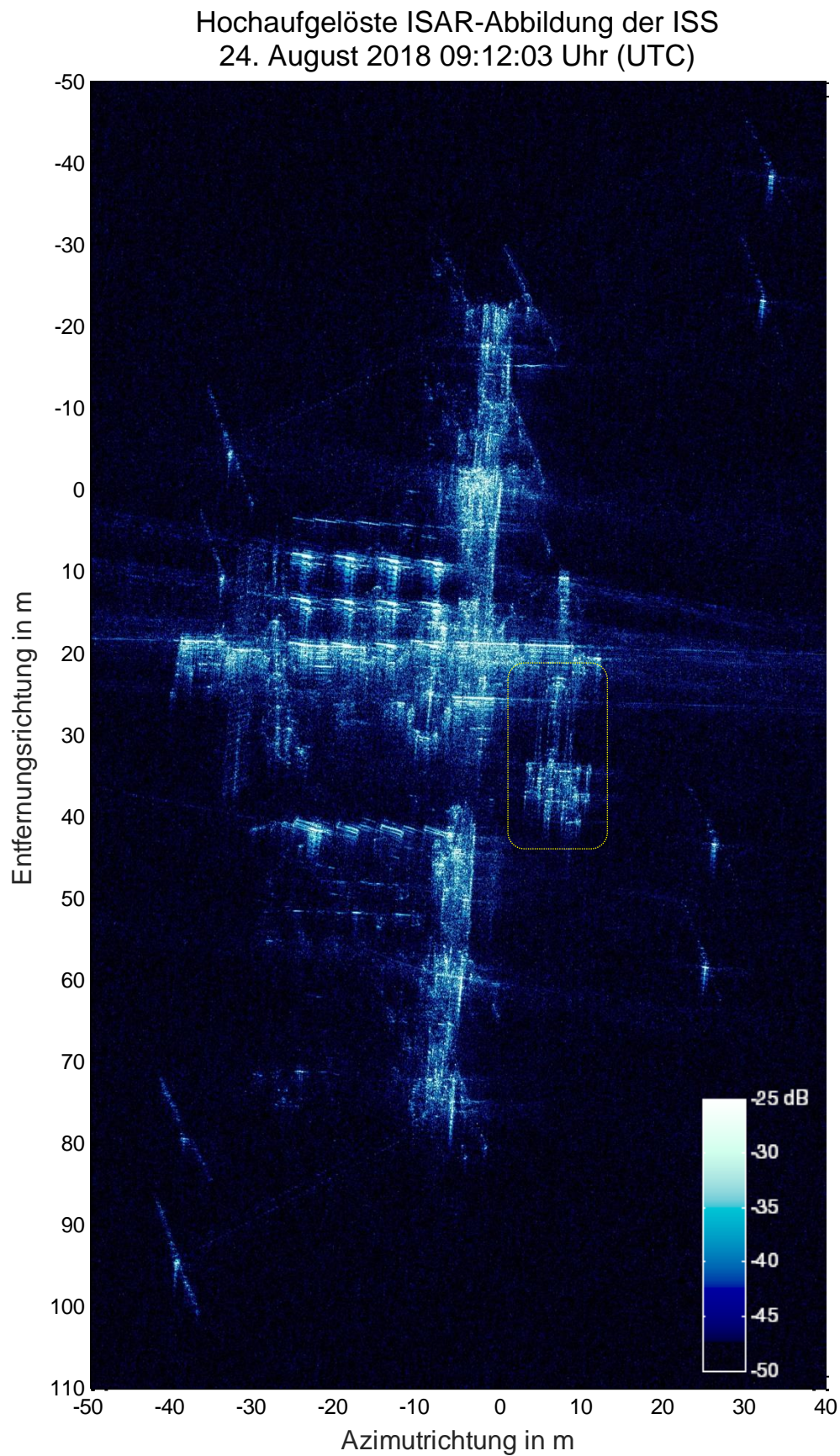


Abbildung 6.27: Räumlich hochaufgelöstes ISAR-Bild der ISS, abgebildet mit dem IoSiS-0-System bei einer Bandbreite von 2,85 GHz und einer entsprechenden räumlichen Auflösung in Entfernungsrichtung von theoretisch 5,2 cm. Der Integrationswinkel in Azimutrichtung betrug hierbei $\varphi_{Az} = 23^\circ$. Der gelb umrandete Bereich ist in Abbildung 6.28 vergrößert dargestellt.

Japanisches KIBO-Modul mit Außenplattform
24. August 2018 09:12:03 Uhr (UTC)

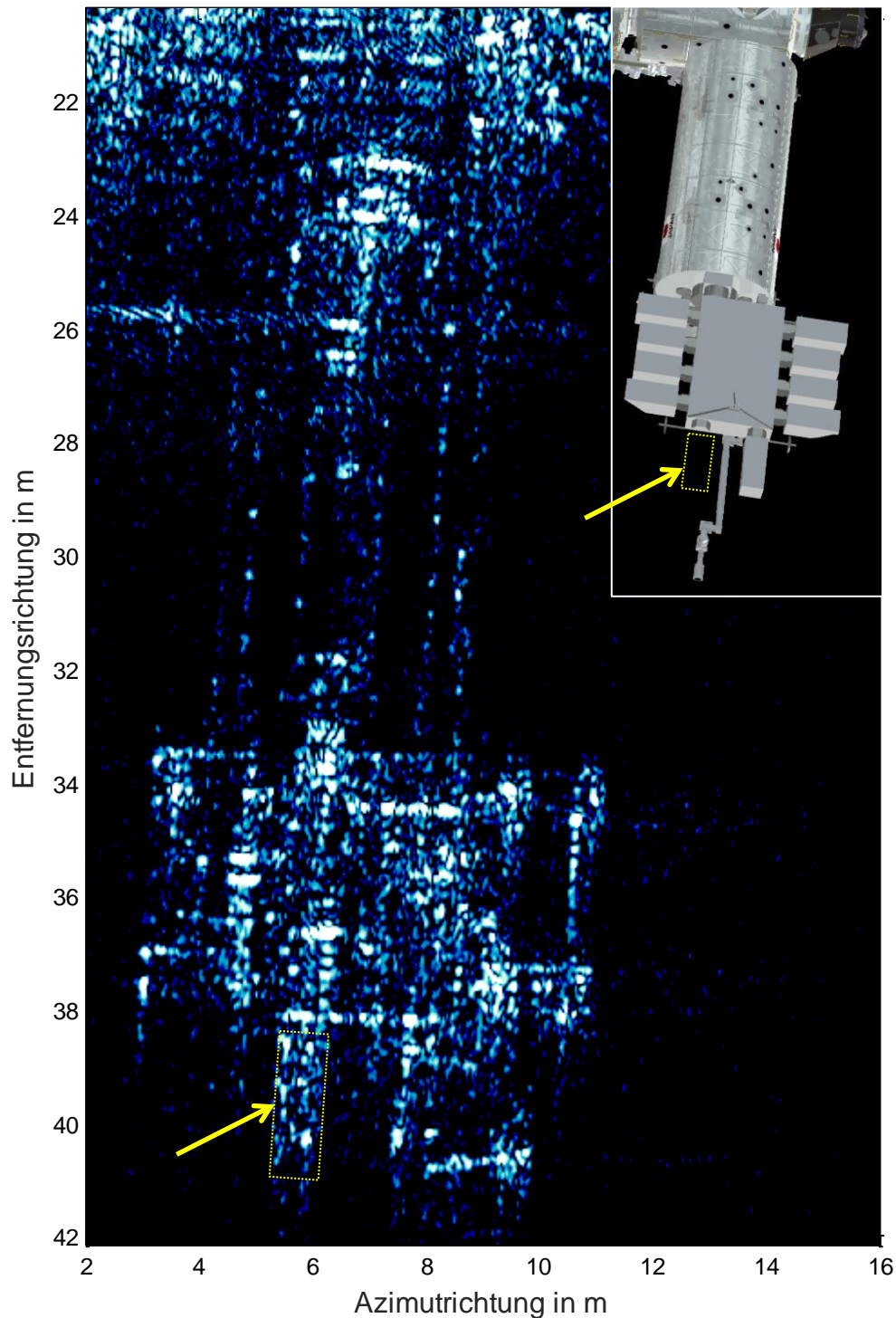


Abbildung 6.28: Aus Abbildung 6.27 vergrößerte Darstellung des KIBO-Moduls und der daran befestigten Außenplattform mit diversen Containern für wissenschaftliche Experimente. Im Vergleich mit dem optischen Bild ist zu erkennen, dass zur Zeit der Radarabbildung ein weiterer Container an der Außenplattform montiert war (Pfeil).

Im zentralen Bereich der Raumstation sind eine Vielzahl an Details aufgrund der hohen räumlichen Auflösung und des großen Integrationswinkels erkennbar. Eine vergrößerte Darstellung dieses Bereichs zeigt Abbildung 6.30. Ein auffälliges Rückstreuverhalten zeigt der

17 m lange mobile Roboterarm (①), der zum Transport von Nutzlasten eingesetzt wird und einen Durchmesser von 38 cm aufweist. Obwohl der Roboterarm nicht metallisch ist, sondern aus mit Kohlefasern verstärktem Epoxidharz hergestellt und zum Schutz mit einer Lage Aramidfasern überzogen ist, weist er eine signifikante Rückstreuamplitude auf. Des Weiteren lassen sich die Hitzeradiatoren (②) im Radarbild identifizieren, die aus mehreren ausgefalteten Flächen bestehen. Im Radarbild sind dazu jeweils die Kanten der einzelnen Flächenelemente gut zu erkennen. Auch der Bereich des KIBO-Moduls (③) zeigt wiederum eine hohe Detaildichte. Neben dem zylindrischen Modul ist hier auch die Außenplattform erkennbar und sehr deutlich die daran montierten einzelnen Experimentierkanister.

Abbildung 6.31 zeigt eine Vergrößerung des ganz hinteren Bereichs der Raumstation an dem sich das Swesda-Modul befindet. Als optischer Vergleich ist zusätzlich ein 3D-Modell des Swesda-Moduls mit zugehörigen Solarpaneelen dargestellt. Letztere sind im Radarbild deutlich zu erkennen sowie, dass die Solarpaneele aus mehreren einzelnen kleineren Paneelen bestehen. Die im Bild oben liegende Seite des Swesda-Moduls ist klar erkennbar, wobei die unten liegende Seite teilweise im Radarschatten liegt.

Eine weitere Methode der Bildanalyse für große Integrationswinkel ist die Prozessierung von sogenannten Subaperturen. Dabei wird nicht der gesamte zur Verfügung stehende Integrationswinkelbereich zu einem einzigen ISAR-Bildprodukt höchster räumlicher Auflösung verarbeitet, sondern in mehrere kleinere Teilwinkelbereiche aufgeteilt. Somit erhält man dann nicht nur eine einzelne ISAR-Abbildung des Objekts, sondern mehrere Bilder aus verschiedenen Blickrichtungen auf das Objekt. Dadurch wird aber die räumliche Auflösung in Azimutrichtung verschlechtert. So erhält man zwar mehrere ISAR-Bildprodukte aus einer Messung, jedes aber mit einer reduzierten räumlichen Auflösung in Azimutrichtung. Ein Ergebnis zu dieser Verarbeitungstechnik zeigt Abbildung 6.32. Die Abbildung zeigt die Ergebnisse einer Subaperturprozessierung des in Abbildung 6.29 dargestellten Radarbildes. Hierbei wurden für jede Subapertur 2000 Entfernungsprofile verwendet, die jeweils einem Integrationswinkel von etwa $\varphi_{Az} = 5^\circ$ entsprechen. Somit wurde das hochaufgelöste Ausgangsbild in sechs Einzelbilder zerlegt, wobei sich der Integrationswinkel der einzelnen ISAR-Bilder jeweils um etwa 1° überlappen. Die Azimutauflösung ist demnach auf einen Wert von etwa $\Delta r_{Az} \approx 16$ cm reduziert, was auf den ersten Blick aufgrund der begrenzt darstellbaren Bildgröße nicht ersichtlich wird. Es zeigt sich, wie je nach Blickwinkel in den einzelnen Subaperturen verschiedene Bereiche der Raumstation in Erscheinung treten. Sehr auffällig zeigt sich dies an den Hitzeradiatoren, die nur im letzten Bild sehr deutlich zu erkennen sind, was wiederum auf deren Ausrichtung während des Überflugs schließen lässt.

Hochaufgelöste ISAR-Abbildung der ISS
24. August 2018 12:24:59 Uhr (UTC)

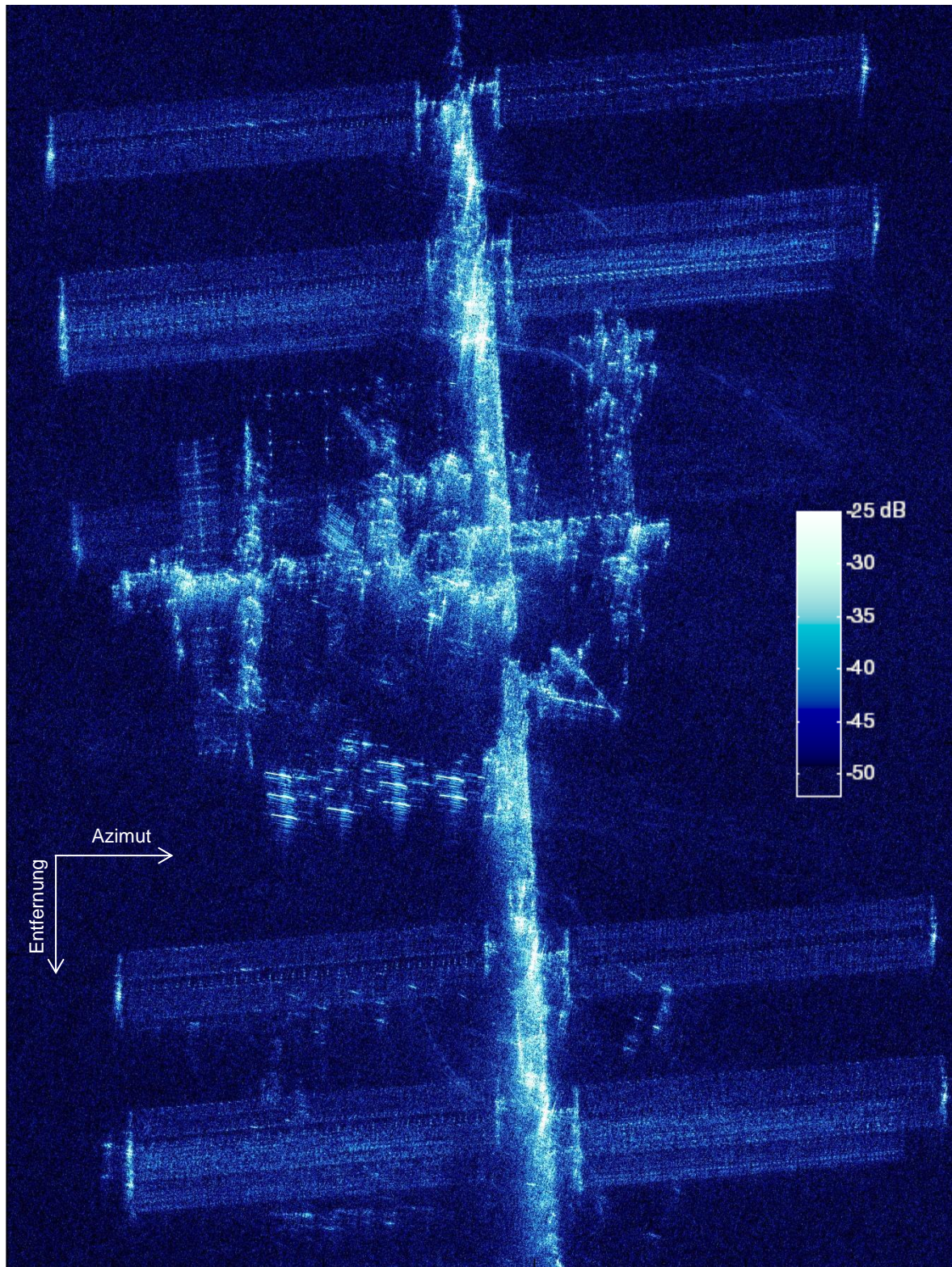


Abbildung 6.29: Hochaufgelöstes ISAR-Bild der ISS, abgebildet mit dem IoSiS-0-System bei einer Bandbreite von 2,85 GHz und einer entsprechenden räumlichen Auflösung in Entfernungsrichtung von 5,2 cm. Der Integrationswinkel in Azimutrichtung betrug hierbei $\varphi_{Az}=28^\circ$.

Hochaufgelöste ISAR-Abbildung der ISS (Ausschnitt)
24. August 2018 12:24:59 Uhr (UTC)

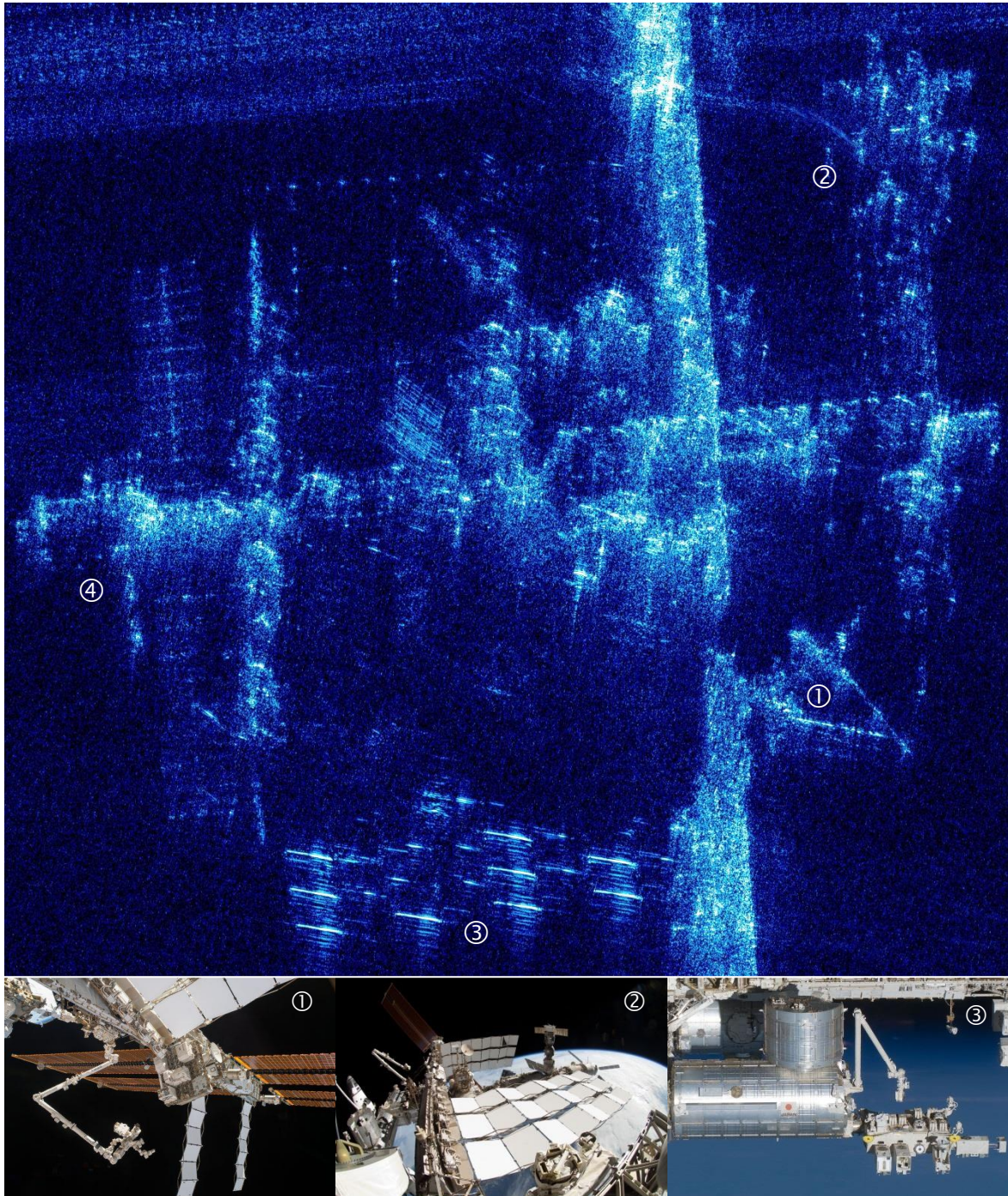


Abbildung 6.30: Vergrößerte Darstellung des mittleren Bereichs der ISS aus Abbildung 6.29. Deutlich zu erkennen ist der mobile Roboterarm ①, die Paneele der Hitzerradiatoren ② sowie der Bereich des KIBO-Moduls ③. Nr. ④ zeigt die Position des in Abbildung 6.31 vergrößert dargestellten Moduls.

Hochaufgelöste ISAR-Abbildung des Swesda-Moduls der ISS
24. August 2018 12:24:59 Uhr (UTC)

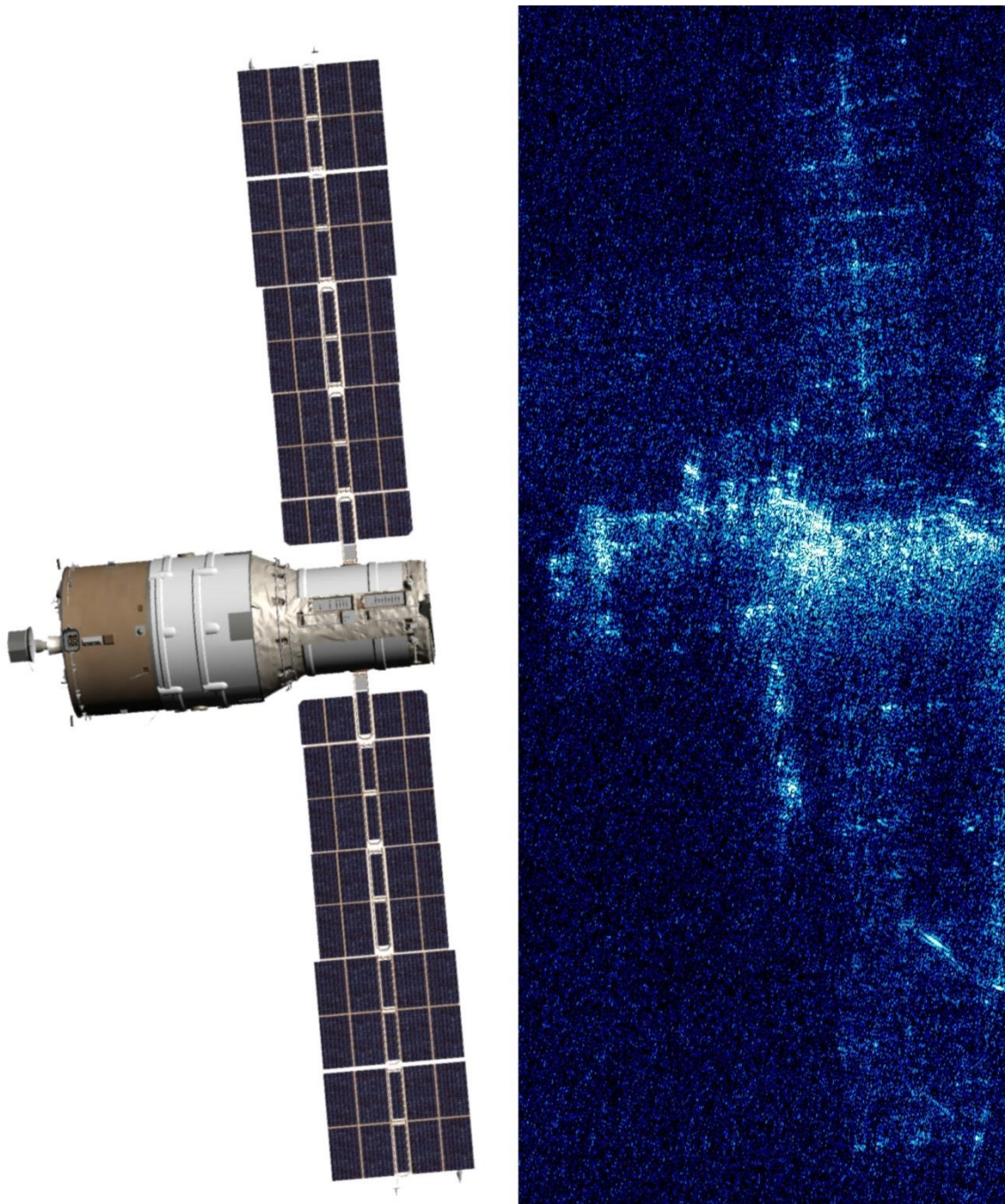


Abbildung 6.31: Vergrößerte Darstellung des Swesda-Moduls der ISS aus Abbildung 6.29 im Vergleich mit einem 3D-Modell.

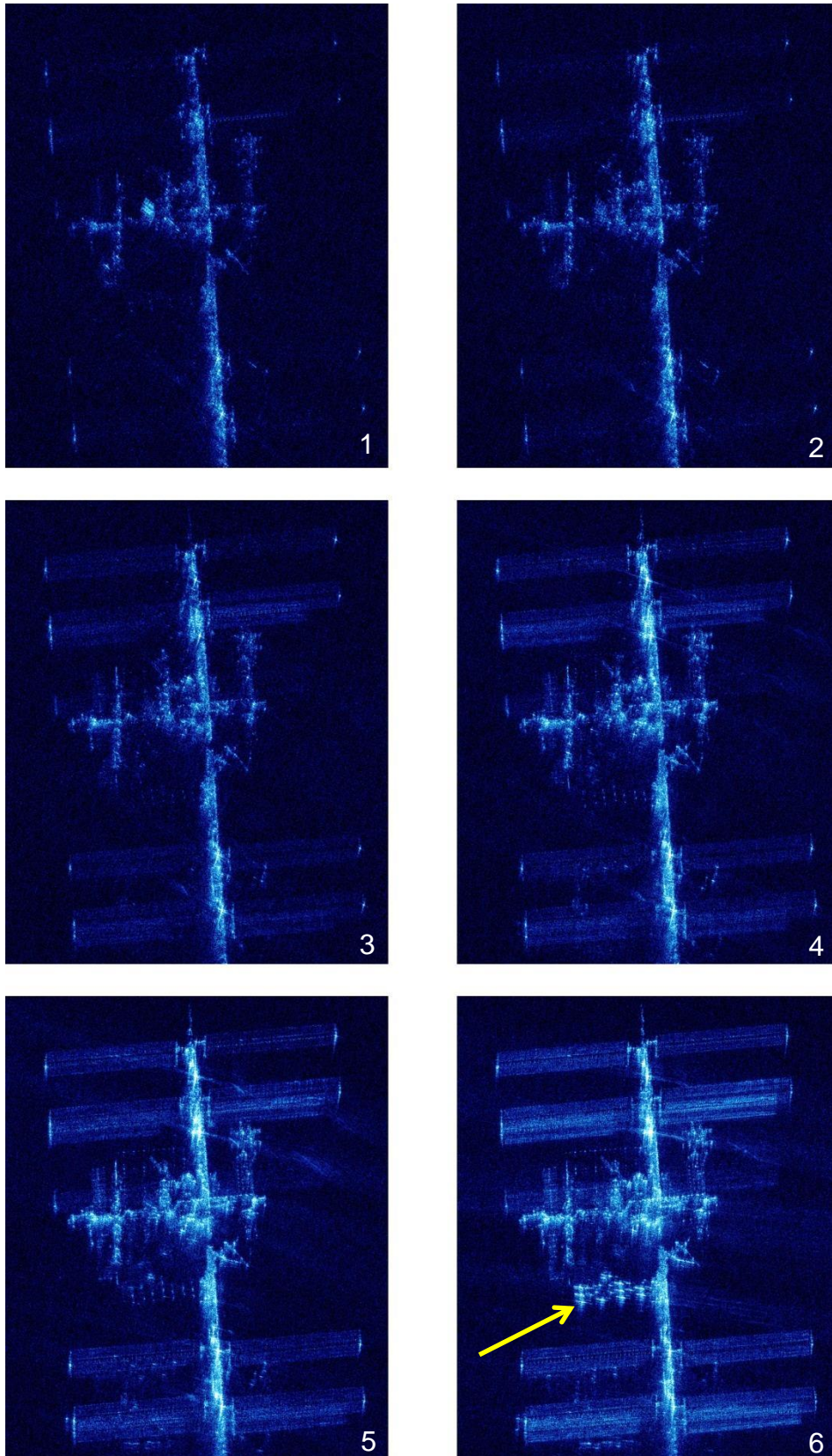


Abbildung 6.32: Ergebnisse der Prozessierung von Subaperturen in Azimutrichtung des in Abbildung 6.29 dargestellten ISAR-Bildes. Jedes Bild entspricht einem Integrationswinkel von etwa $\varphi_{Az} = 5^\circ$. Es zeigt sich, dass je nach Betrachtungswinkel andere Streuzentren in dominantere Erscheinung treten. So lässt sich beispielsweise die Ausrichtung von planaren Flächen, wie z. B. der Hitzeradiatoren, bestimmen (Pfeil).

6.3.5 ISAR-Abbildung einer ausgedienten Raketenoberstufe

Ein weiteres Weltraumobjekt, das aufgrund seiner Umlaufbahn für eine Abbildung mit dem IoSiS-0-System geeignet ist, stellt die ausgediente Raketenstufe SL-8 RB 25723 dar. Mit einer Bahnneigung von $i = 48,4^\circ$ (Inklination) gegenüber der Äquatorebene hat sie wie auch die ISS ($i = 51,6^\circ$) die Eigenschaft, dass sie mehrmals direkt hintereinander das IoSiS-0-System überfliegt. Somit lässt sich bei einem ersten Überflug wiederum die genaue Überflugzeit mit feststehender Antenne bestimmen und im darauffolgenden Überflug nach einer Erdumrundung eine Abbildung des Objekts mit nachgeführtem Antennensystem durchführen. Mit einem Apogäum von 387,4 km und einem Perigäum von 377,3 km ist die Umlaufbahn nahezu zirkular und weist eine Umlaufzeit von etwa 92 Minuten auf.

Abbildung 6.33 (oben) zeigt die Umlaufbahn und die zugehörige Bodenspur der Raketenoberstufe beim ersten Überflug am 26. Juli 2018 um 18:39 Uhr (UTC) zur Bestimmung der exakten Überflugzeit mit feststehender Antenne. An der Bodenspur ist zu erkennen, dass die Raketenstufe den IoSiS-Standort nahezu im Zenit passiert. Die höchste Elevation, bei der auch der Punkt der geringsten Bahndistanz erreicht wird, betrug in diesem Fall $E = 86,1^\circ$. An diesem Bahnpunkt wurde mit $R = 394,330$ km die minimale Distanz zur Raketenoberstufe erreicht.

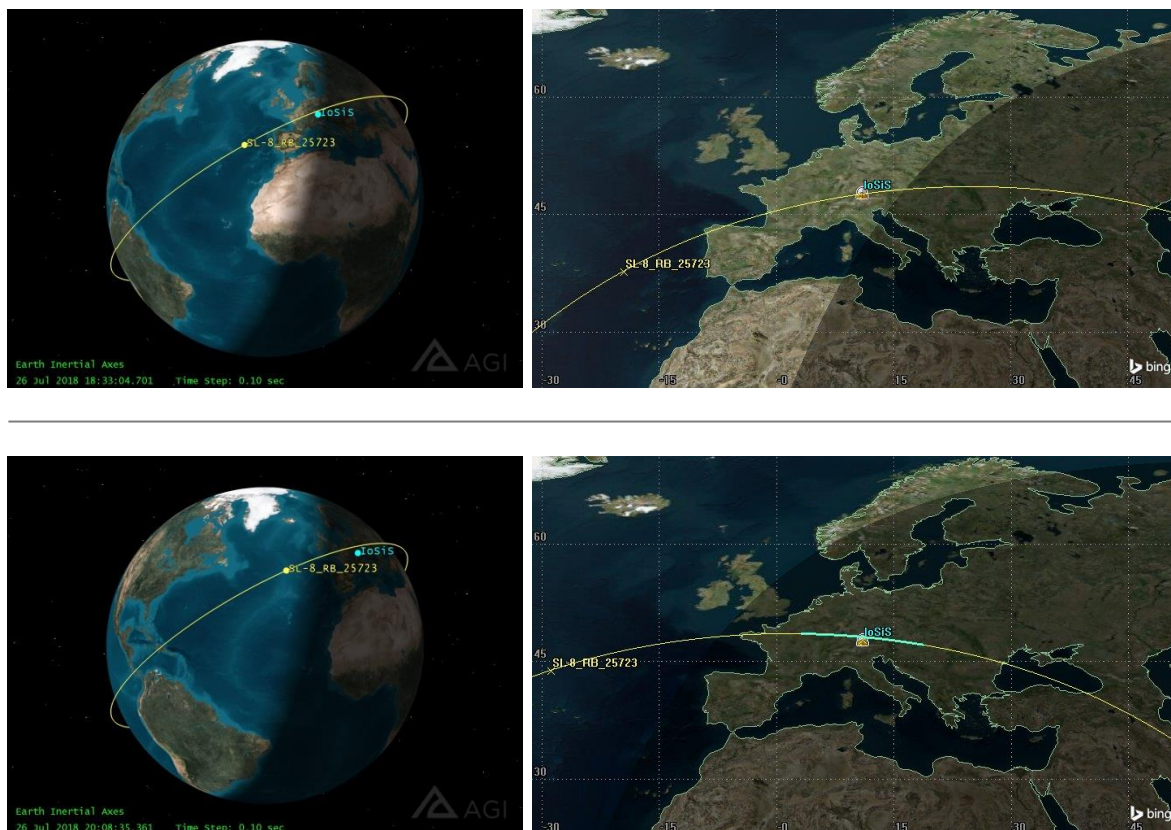


Abbildung 6.33: *Oben:* Umlaufbahn (links) und Bodenspur (rechts) der Raketenoberstufe SL-8 RB 25723 bei der Bestimmung der exakten Überflugzeit mit feststehender Antenne.
Unten: Umlaufbahn und Bodenspur nach einer Erdumrundung. Der hervorgehobene Bereich der Bodenspur zeigt den Erfassungsbereich (Antennenelevationswinkel $> 30^\circ$) des IoSiS-0-Systems, innerhalb dessen hochaufgelöste Entfernungprofile aufgenommen werden können.

Abbildung 6.33 (unten) zeigt die Umlaufbahn sowie die zugehörige Bodenspur beim nächsten Überflug am 26. Juli 2018 um 20:14 Uhr (UTC), der für den Abbildungsprozess genutzt

wurde. Die Bodenspur zeigt, dass auch wie zuvor die Raketenoberstufe den IoSiS-Standort mit einem hohen maximalen Elevationswinkel von $E = 85,5^\circ$ überfliegt. Da nun zur Abbildung eine Nachführung des Antennensystems notwendig ist, und hohe Elevationswinkel sich nur durch sehr hohe Drehraten des Antennenazimutwinkels erreichen lassen, konnte in diesem Fall durch die begrenzte Azimutwinkelgeschwindigkeit des Antennenpositionierers nur der aufsteigende Ast zur Datenerfassung genutzt werden.

Den gemessenen Entfernungsverlauf mit feststehender Antenne zeigt Abbildung 6.34, wobei die Entfernung bereits um den aus der Bahnbestimmung vorausberechneten minimalen Abstand von $R = 394,330$ km korrigiert wurde. Somit zeigt die Entfernungsachse direkt den zur vorausberechneten Umlaufbahn bestehenden Entfernungsfehler, der in diesem Fall im Bereich von 144 Metern liegt. Die mittlere Entfernungsänderung wurde hierbei nicht korrigiert, was durch den parabelförmigen Entfernungsverlauf erkennbar ist.

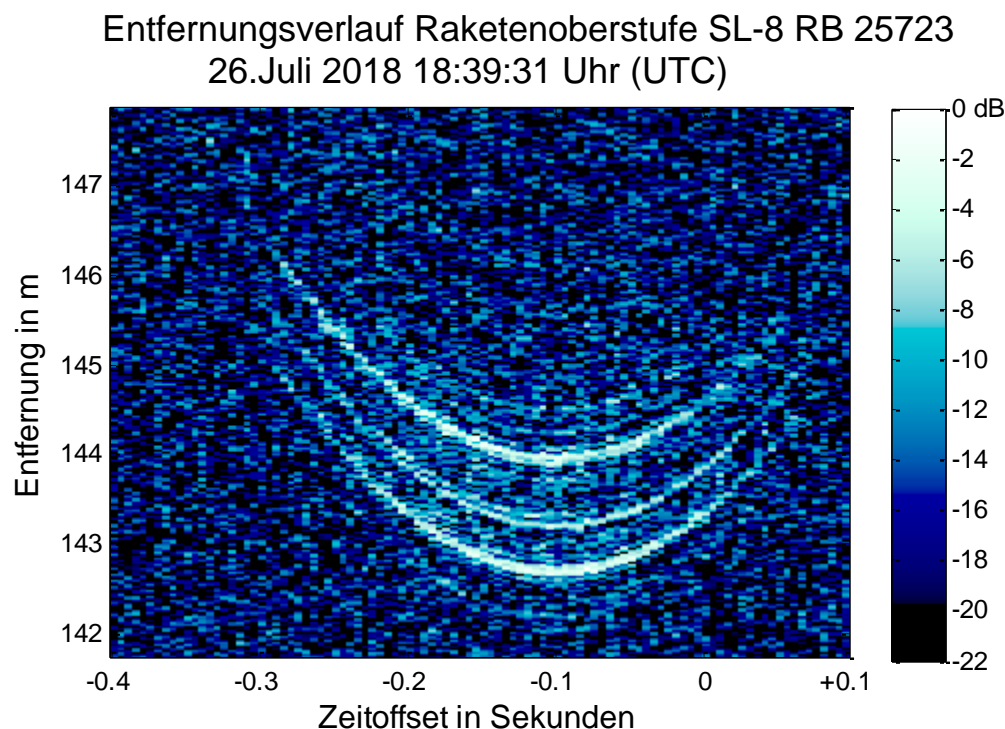


Abbildung 6.34: Entfernungsverlauf der Raketenoberstufe SL-8 RB 25723 mit feststehender Antenne zur Bestimmung der exakten Überflugzeit. Der nominelle Zeitpunkt der geringsten Distanz liegt bei $t=0$ s. Somit erreichte die Raketenoberstufe 0,1 s zu früh den Punkt der Umlaufbahn mit der geringsten Distanz.

Auf der Abszissenachse von Abbildung 6.34 ist der zeitliche Fehler zur nominellen Überflugzeit aufgetragen. Der nominelle Zeitpunkt der geringsten Distanz liegt bei $t=0$ s. Somit erreichte die Raketenoberstufe etwa 0,1 s zu früh den Punkt der Umlaufbahn mit der geringsten Distanz, was unter Berücksichtigung der Bahngeschwindigkeit einer Strecke von 760 Metern entspricht. Um beim darauf folgenden Überflug eine Fehlausrichtung zu vermeiden, musste also die tatsächliche Startzeit der Messung im Vergleich zur vorausberechneten Zeit um 0,1 s vorverlegt werden.

Den im zweiten Überflug gemessenen, kalibrierten und um die Entfernungsänderung korrigierten Entfernungsprofilverlauf zeigt Abbildung 6.35. Die 6500 dargestellten Entfernungsprofile entsprechen einer Messzeit von 32,5 s und überdecken einen Integrationswinkelbereich in Azimutrichtung von etwa $\varphi_{Az} = 30^\circ$. Es ist zu erkennen, dass die Raketenoberstufe über den ganzen dargestellten Winkelbereich erfasst werden konnte. Im nächsten Schritt

wird nun basierend auf den 6500 vorhandenen Entfernungsprofilen wiederum mittels Rückprojektion die ISAR-Bildproduktgenerierung durchgeführt.

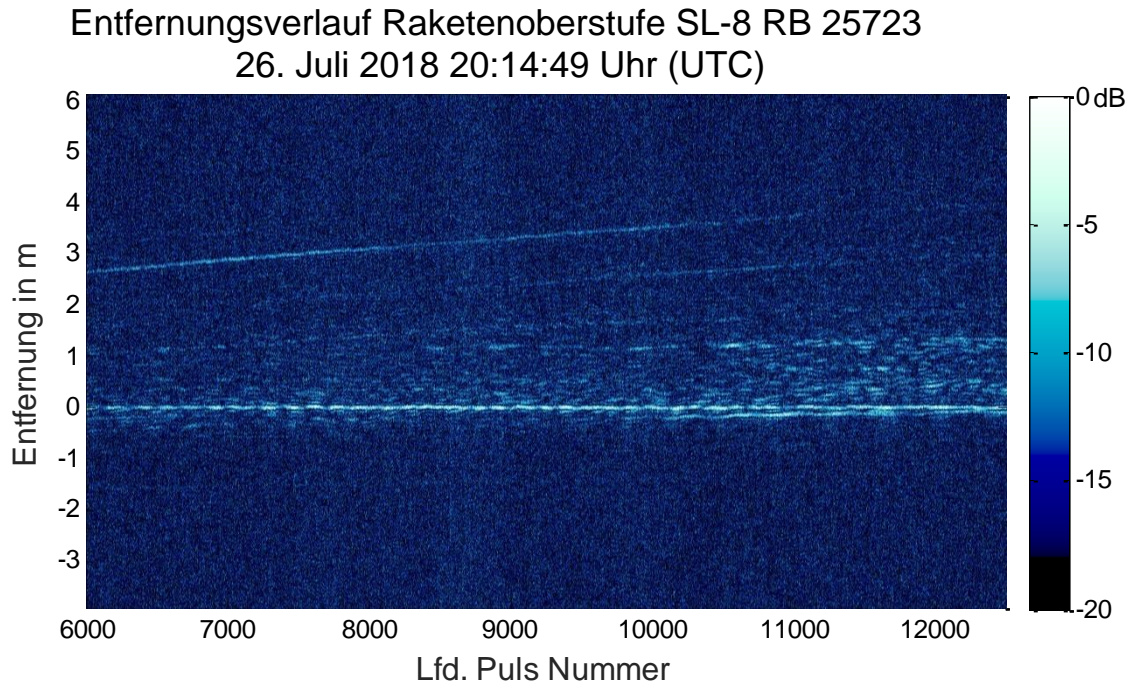


Abbildung 6.35: Entfernungsprofile der Raketenoberstufe SL-8 RB 25723 nach allen Systemkalibrationsschritten und der Korrektur der Entfernungsänderung. Die 6500 dargestellten Entfernungsprofile entsprechen einer Messzeit von 32,5 Sekunden und überdecken einen Integrationswinkelbereich in Azimutrichtung von etwa $\varphi_{Az}=30^\circ$.

Abbildung 6.36 zeigt das zugehörige zweidimensionale ISAR-Bild der Raketenoberstufe. Anhand des ISAR-Bildes lässt sich die Größe und Form der Raketenoberstufe erkennen, was durch die Überlagerung eines entsprechenden Umrisses noch deutlicher wird. Als optischer Vergleich ist ferner ein baugleiches Modell dargestellt. Ebenso ist eine Originalaufnahme der gesamten russischen Kosmos-3M-Rakete gezeigt, die am 28. April 1999 den Satelliten ABRIXAS⁶ in eine erdnahe Umlaufbahn brachte. Einziges Überbleibsel der Mission ist die Raketenoberstufe, deren weitere Existenz durch die IoSiS-Abbildung verifiziert werden konnte.

⁶ Der Röntgensatellit ABRIXAS (A BRoad-band Imaging X-ray All-sky Survey) wurde am 28. April 1999 erfolgreich mit einer russischen COSMOS-Rakete von Kaspustin Yar aus gestartet. ABRIXAS konnte aufgrund von Problemen mit seinem Energieversorgungssystem seit dem 1. Mai 1999 keine Daten mehr senden, so dass die wissenschaftliche Zielsetzung nicht erreicht werden konnte. Er verglühte am 31. Oktober 2017. Quelle: DLR

ISAR-Abbildung der Raketenoberstufe SL-8 RB 25723 26. Juli 2018 20:14:49 Uhr (UTC)

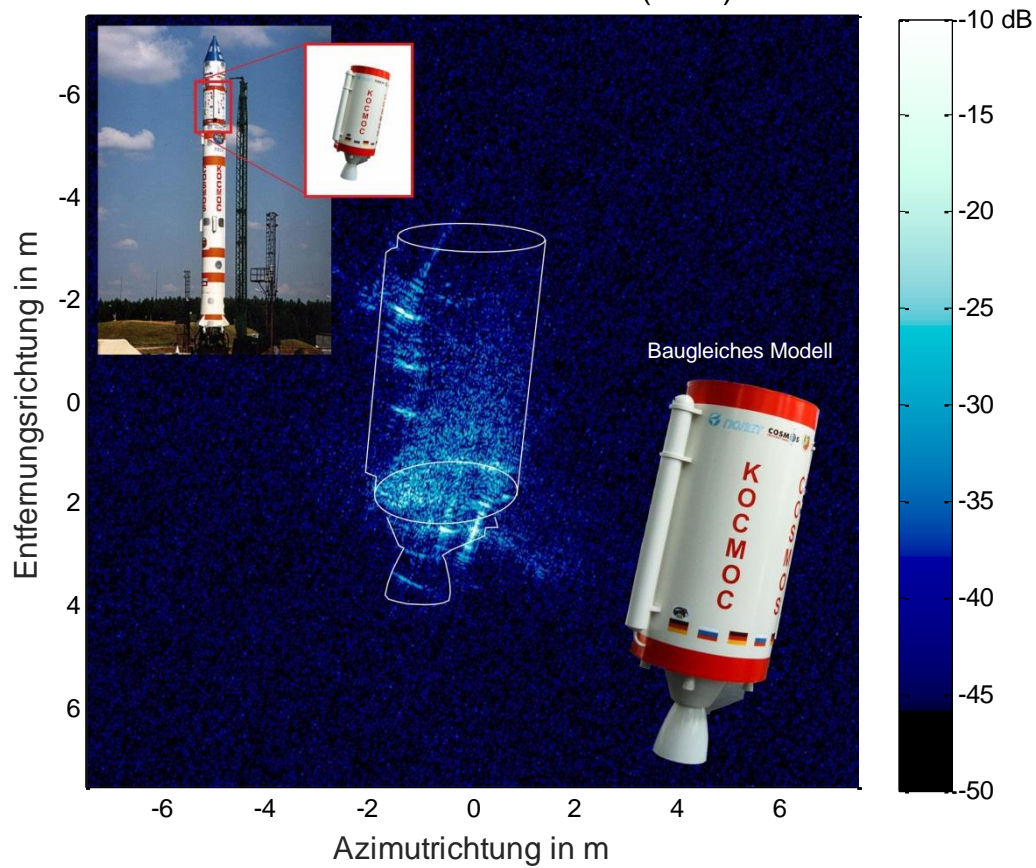


Abbildung 6.36: ISAR-Abbildung der Raketenoberstufe SL-8 RB 25723, aufgenommen mit dem IoSiS-0-System bei einer Bandbreite von 2,85 GHz. Hierbei wurde das ISAR-Bild basierend auf den 6500 Entfernungprofilen aus Abbildung 6.35 wiederum durch einen Rückprojektionsalgorithmus gewonnen.

7 Steigerung der Systemfähigkeit durch weiterführende Systemansätze

Die in den vorherigen Kapiteln beschriebenen theoretischen und praktischen Untersuchungen stützen sich hauptsächlich auf die Systemparameter der zur Verfügung stehenden Systemkomponenten, mit denen ein experimenteller Abbildungsbetrieb durchgeführt werden kann. Durch diese Untersuchungen wurde eruiert, welche grundsätzliche Leistungsfähigkeit das Abbildungssystem im Rahmen dieser Systemkomponenten erreicht. Nachfolgend werden weitere Untersuchungsergebnisse vorgestellt, die losgelöst von den bisherigen gegebenen Systemparametern eine mögliche Leistungssteigerung des Abbildungssystems zeigen. Danach wird beschrieben, wie durch den Einsatz des zweiten vorhandenen Empfangskanals des IoSiS-0-Systems sowie durch die allgemeine Erweiterung der Anzahl an Empfangsaperturen (IoSiS-1, IoSiS-2, ...), die räumlich voneinander getrennt sind, interferometrische Bildprodukte gewonnen werden können, die so auch eine Auflösung in die dritte Raumdimension erlauben.

7.1 Analyse grundlegender Abbildungsparameter

Ein grundlegender Systemparameter eines abbildenden Radarsystems ist der genutzte Frequenzbereich. Grundsätzlich lässt sich dafür ein beliebig innerhalb des Mikrowellenfrequenzbereiches liegendes Frequenzband auswählen. Je nach Anwendungsgebiet des abbildenden Radarsystems gibt es jedoch Kriterien, welche die Auswahl eines geeigneten Frequenzbereiches auf wenige Bereiche des Mikrowellenfrequenzbereiches begrenzen. Für die Radarfernerkundung kommen hauptsächlich die Bereiche der Transmissionsfenster entsprechend Abbildung 5.2 sowie Abbildung 5.3 in Frage, bei denen der Dämpfungsverlauf der Atmosphäre lokale Minima aufweist. Basierend auf vier Radarmittenfrequenzen, die im Bereich eines solchen Transmissionsfensters liegen (11 GHz/X-Band, 35 GHz/Ka-Band, 80 GHz/W-Band, 120 GHz/D-Band), wurden die grundlegenden Parameter eines Systems zur Abbildung von Weltraumobjekten auf einer erdnahen Umlaufbahn untersucht. Wichtig dabei ist auch, dass im Hinblick auf die Realisierung eines operationellen abbildenden Radarsystems auch die Frequenzzulassung ein wichtiges Kriterium zur Wahl des Frequenzbereiches darstellt. Dieser Umstand wird im Folgenden aber nicht weiter betrachtet, da die Untersuchungen nur die rein physikalische Machbarkeit und Erreichbarkeit der Systemperformance zeigen sollen. Dennoch ist das Kriterium der Frequenzzulassung auch ein treibender Faktor bei der Suche nach weiteren Frequenzbereichen, die sich für die Abbildung von Weltraumobjekten eignen. Beispielsweise ist das X-Band, bei dem die in dieser Arbeit beschriebenen experimentellen Messungen durchgeführt wurden, für einen längerfristigen operationellen Betrieb aufgrund der Doppelbelegung des Frequenzbandes nicht geeignet.

7.1.1 Azimutauflösung und Systembandbreite

Die in Abhängigkeit des Integrationswinkels φ_{Az} für verschiedene Radarmittenfrequenzen f_m theoretisch erreichbare räumliche Auflösung in Azimutrichtung zeigt Abbildung 7.1. Zusätzlich aufgetragen ist die äquivalente Systembandbreite, die notwendig ist, um in Entfernungsrichtung die entsprechend gleiche räumliche Auflösung zu erhalten. Die beiden Bildqualitätsparameter Entfernungs- und Azimutauflösung werden hierbei gemeinsam

betrachtet, da es für eine bessere Bildinterpretation sinnvoll ist, wenn diese beiden Systemparameter im etwa gleichen Größenbereich liegen. Entsprechend Gl. (2.60) verbessert sich die Azimutauflösung linear bei Vergrößerung der Radarmittenfrequenz. Betrachtet man ein Streuzentrum dessen winkelmäßig begrenztes Rückstreuverhalten beispielsweise einen Integrationswinkel von $\varphi_{Az}=4^\circ$ erlaubt, so lässt sich mit einer Radarmittenfrequenz von $f_m=11$ GHz eine maximale Auflösung in Azimutrichtung von $\Delta r_{Az}=20$ cm erreichen. Bei $f_m=80$ GHz liegt diese maximal erzielbare Auflösung beispielsweise bei bereits etwa $\Delta r_{Az}=2,7$ cm.

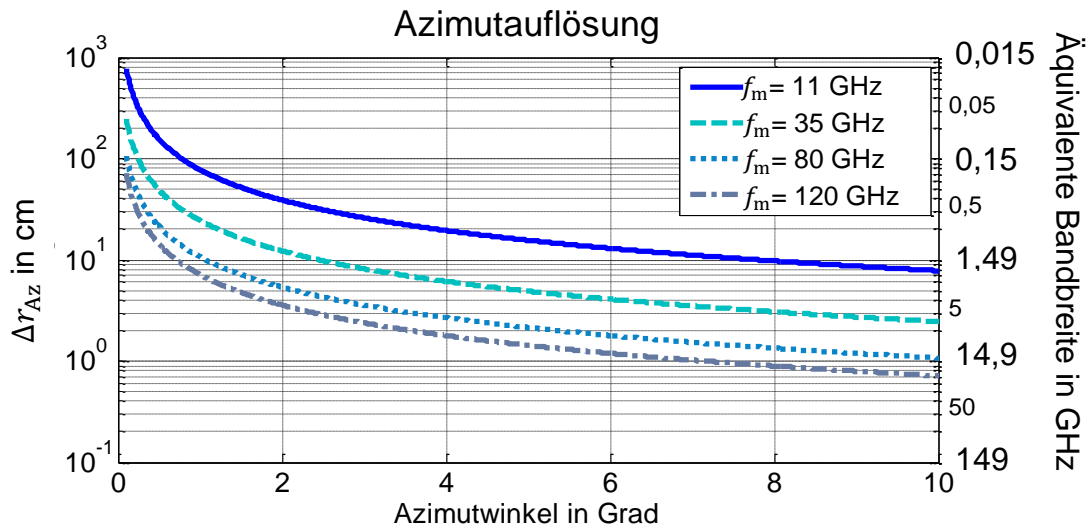


Abbildung 7.1: Theoretisch erreichbare räumliche Auflösung in Azimutrichtung in Abhängigkeit des Integrationswinkels für verschiedene Radarmittenfrequenzen. Die zusätzlich angegebene äquivalente Bandbreite entspricht der Bandbreite des Radarsystems die notwendig ist, um eine quadratische Auflösungszelle zu erreichen.

In Bezug auf die Azimutauflösung stellt dies einen eklatanten Vorteil hoher Radarmittenfrequenzen gegenüber niedrigeren Frequenzen in mehrerlei Hinsicht dar. Zum einen lassen sich auch Streuzentren, deren Rückstreuverhalten winkelmäßig begrenzt ist, mit höchster Auflösung abbilden. Zum anderen lässt sich bei der Aufnahme eines großen Azimutwinkelbereichs nicht nur ein ISAR-Bildprodukt mit hoher räumlicher Auflösung generieren, sondern mehrere. Diese mögliche Zeitreihenaufnahme erlaubt wiederum die Extraktion von mehr Information über ein unbekanntes Objekt, wie beispielsweise eine unnatürliche Bewegung (in Form eines Taumelns) des gesamten Objekts oder eines Teilbereichs dessen. Die äquivalente Bandbreite beträgt bei der Betrachtung dieser beiden Radarmittenfrequenzen $B=500$ MHz (für $f_m=11$ GHz) bzw. $B=5,5$ GHz (für $f_m=80$ GHz) bei dem zugrunde gelegten Integrationswinkel von $\varphi_{Az}=4^\circ$. Die relative Bandbreite hingegen bleibt in beiden Fällen die gleiche und beträgt etwa 7 %, was wiederum für die Wahl einer hohen Radarmittenfrequenz spricht, da bei gleicher relativer Bandbreite größere räumliche Auflösungen erzielt werden können.

Den direkten Vergleich einer Radarabbildung eines realen Weltraumobjekts bei zwei unterschiedlichen Radarmittenfrequenzen zeigt Abbildung 7.2 anhand zweier Simulationsergebnisse für den IRIDUM® Satelliten. Hierbei wurde in beiden Fällen die prinzipiell identische Aufnahmegeometrie (vgl.: Tabelle 4.1) gewählt, die sich lediglich im Integrationswinkel in Azimutrichtung unterscheidet. Der Integrationswinkel $\varphi_{Az}=3^\circ$ bei einer Radarmittenfrequenz von $f_m=80,2$ GHz liegt dabei mittig symmetrisch im Winkelbereich des Integrationswinkels von $\varphi_{Az}=23^\circ$ für $f_m=10,2$ GHz. Der Integrationswinkel wurde jeweils so gewählt, dass quadratische Auflösungszellen entstehen. Auch die zu Grunde gelegte Reflektivitätsverteilung ist in beiden Simulationsergebnissen aus Gründen der Vergleichbarkeit identisch,

wobei bei dem Integrationswinkel von $\varphi_{Az} = 3^\circ$ entsprechend nur die Streuzentren berücksichtigt werden, die in diesem begrenzten Winkelbereich in Erscheinung treten.

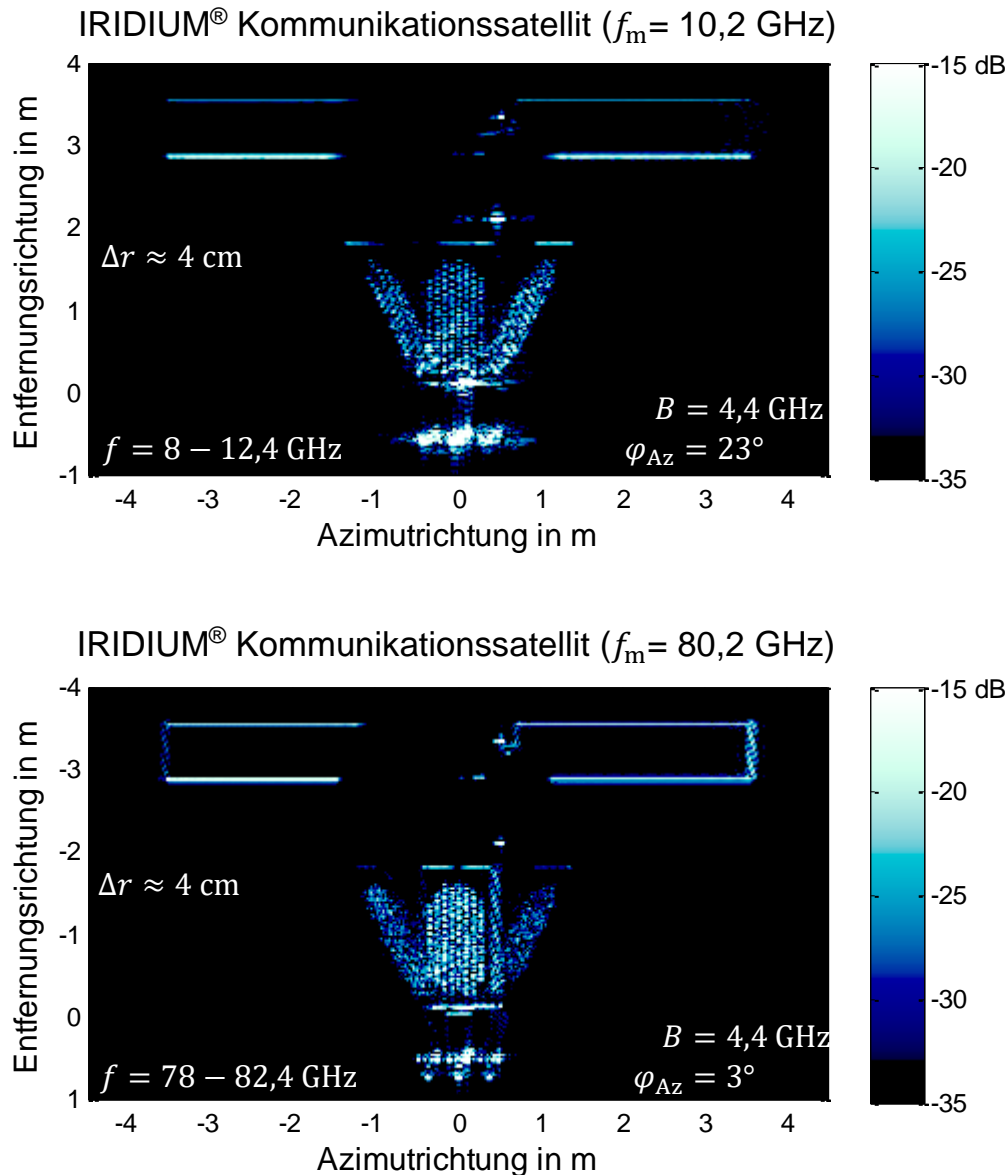


Abbildung 7.2: Vergleich zweier Simulationsergebnisse zur Radarabbildung des IRIDIUM® Kommunikationssatelliten bei zwei verschiedenen Radarmittenfrequenzen und jeweils gleicher Bandbreite. Um eine ähnliche Azimutauflösung zu erzielen, ist bei einer Radarmittenfrequenz von $f_m = 80,2 \text{ GHz}$ lediglich ein Integrationswinkel von etwa $\varphi_{Az} = 3^\circ$ notwendig (unten), wogegen bei $f_m = 10,2 \text{ GHz}$ ein Integrationswinkel von $\varphi_{Az} = 23^\circ$ notwendig ist.

Wie zu erwarten zeigt sich, dass in beiden Fällen aufgrund der unterschiedlichen Mittenfrequenz trotz des unterschiedlichen Integrationswinkels die identische Azimutauflösung erreicht wird. Dazu kommt, dass bei der Abbildung mit der höheren Frequenz speziell der ganz untere Bereich des Satelliten deutlich klarer dargestellt wird als bei der niedrigeren Frequenz, bei der dieser Bereich in Azimutrichtung eher verschmiert erscheint. Grund hierfür ist die ausgedehntere Wanderung des Glanzpunktes aufgrund des großen abgetasteten Winkelbereichs bei der niedrigeren Frequenz. Dieser wandert bei der Bildung der synthetischen Apertur durch mehrere Auflösungszellen und verursacht damit eine Defokussierung in

Azimutrichtung. Auch dieser Effekt spricht für eine höhere Radarmittelfrequenz für ein zukünftiges Abbildungssystem.

7.1.2 Eindeutigkeitsbereich und Pulswiederholfrequenz

Bei der Variation der Radarmittelfrequenz in Verbindung mit der Anwendung des Radars mit inverser synthetischer Apertur ist zu beachten, dass das Abtastkriterium in Azimutrichtung in Form des Winkelschrittes $\Delta\varphi_{AZ}$ eingehalten wird, um Aliasingeffekte zu vermeiden. Entsprechend Gl. (2.62) bestimmt dieser zusammen mit der Radarmittelfrequenz den erreichbaren Eindeutigkeitsbereich A_{AZ} in Azimutrichtung. Der Winkelschritt $\Delta\varphi_{AZ}$ ergibt sich wiederum durch die Azimutwinkelgeschwindigkeit des Weltraumobjekts in Verbindung mit der Pulswiederholfrequenz des Radarsystems. Abbildung 7.3 zeigt für eine Winkelgeschwindigkeit $\omega_{AZ} = 1^\circ/s$, wie sie maximal bei niedrig fliegenden Weltraumobjekten im Zenit auftritt (vgl. Abbildung 4.3), den Eindeutigkeitsbereich in Abhängigkeit der Pulswiederholfrequenz für die vier angenommenen Radarmittelfrequenzen. Entsprechend der kleineren Wellenlänge bei größeren Frequenzen und der damit einhergehenden Notwendigkeit der feineren Abtastung ergibt sich bei gleichbleibender Pulsfrequenz ein abnehmender Eindeutigkeitsbereich bei gleichzeitiger Zunahme der Radarmittelfrequenz. Es lässt sich allerdings festhalten, dass bei allen angenommenen Radarmittelfrequenzen ab einer Pulsfrequenz von 200 Hz ein Eindeutigkeitsbereich von über $A_{AZ} = 10$ m erreicht wird, der mit Ausnahme der ISS ausreichend für die Abbildung der aktuell in einer erdnahen Umlaufbahn fliegenden Satelliten ist. Dennoch sei an dieser Stelle erwähnt, dass die Pulswiederholfrequenz im Hinblick auf den Integrationsgewinn möglichst groß gewählt werden sollte.

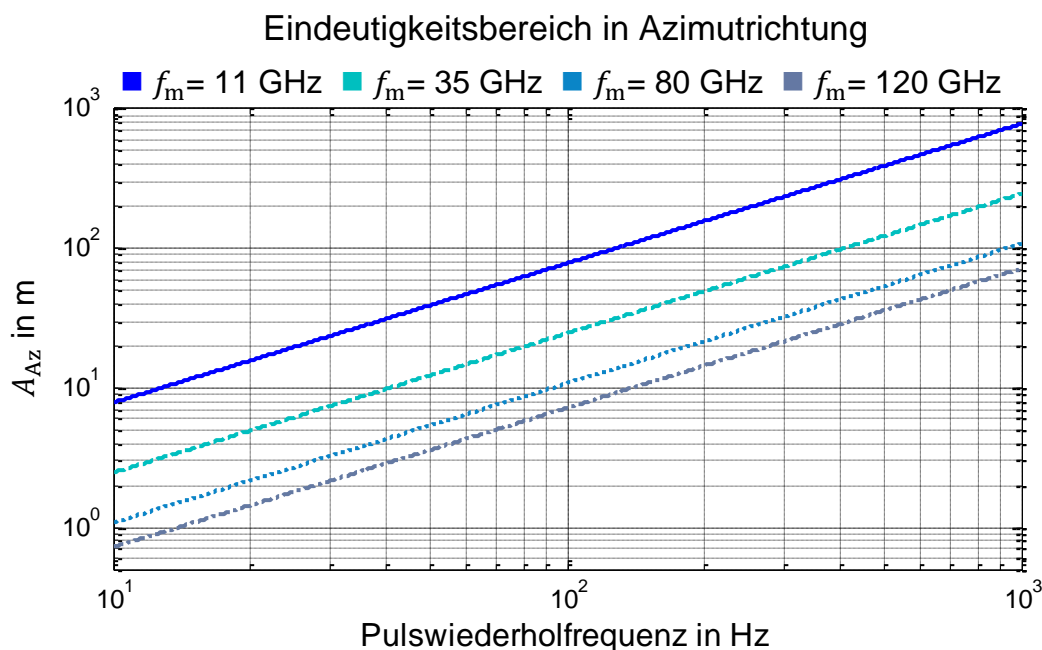


Abbildung 7.3: Eindeutigkeitsbereich A_{AZ} in Azimutrichtung in Abhängigkeit der Pulswiederholfrequenz für verschiedene Radarmittelfrequenzen. Angenommen wurde eine Winkelgeschwindigkeit des Zielobjekts von $1^\circ/s$, wie sie maximal bei niedrig fliegenden Weltraumobjekten im Zenit auftritt (vgl. Abbildung 4.3).

Bei dieser Betrachtung wurde angenommen, dass der abzubildende Satellit durch eine Lageregelung stets mit der gleichen Seite zum Massezentrum der Erde ausgerichtet ist und somit die wiederum angenommene Winkelgeschwindigkeit in Azimutrichtung aufweist. Speziell bei Satellitensystemen, deren Betriebszeit abgelaufen ist bzw. welche einen

Systemausfall erlitten haben, kann es vorkommen, dass der gesamte Satellitenbus aufgrund der nicht mehr aktiven Lageregelung und der zusätzlichen Einwirkung äußerer Kräfte zu taumeln beginnt. In diesem Fall können höhere Winkelgeschwindigkeiten in Bezug auf die Bildung der synthetischen Apertur auftreten, die eine gesonderte Betrachtung des sich ergebenden Eindeutigkeitsbereichs in Abhängigkeit der Pulswiederholfrequenz erfordern.

7.1.3 Signaldämpfung aufgrund atmosphärischer Effekte

Die Wahl einer höheren Radarmittenfrequenz bei zukünftigen Abbildungssystemen hat in vielerlei Hinsicht Vorteile. Zu den größten Nachteilen aber zählt sicherlich der Einfluss atmosphärischer Hindernisse in Form von Wolken, Nebel, Schnee und Regen. Im Vergleich zur Radarmittenfrequenz des IoSiS-0-Systems im X-Band, bei der eine Abbildung nahezu unabhängig von Wolkenbildung und Regenrate erstellt werden kann, kommt es bei den hier betrachteten höheren Frequenzbereichen teilweise zu deutlich höherer Dämpfung. Diese Abhängigkeit zeigt Abbildung 7.4 getrennt für Wolken in Abhängigkeit des kondensierten Wassergehalts [ITU13], sowie für Regen in Abhängigkeit von der Regenrate [ITU05]. Die spezifische Dämpfung aufgrund von Regen ist hierbei für eine horizontal polarisierte Welle und einen Elevationswinkel von $E = 90^\circ$ (Zenit) dargestellt. Für eine vertikal polarisierte Welle ergeben sich für den dargestellten Bereich geringfügig geringere spezifische Dämpfungswerte mit einer maximalen Differenz zur horizontal polarisierten Welle von ca. 1 dB bei einer Regenrate von 100 mm/h (Sturzregen) und einer Frequenz von 11 GHz.

Wolken und Nebel werden hierbei gemeinsam betrachtet, da es sich physikalisch um die identische Erscheinung handelt, nur einmal am Erdboden (Nebel) und das andere Mal in einer gewissen Höhe (Wolken). Der dargestellte Wassergehalt deckt den typischen Wertebereich von im Nebel und Wolken vorhandenem Wasser ab. So stellt ein Wassergehalt von $0,05 \text{ g/m}^3$ einem leichten Nebel, mit einer maximalen Sichtweite von etwa 300 m dar. Der Wassergehalt eines starken Nebels, mit einer maximalen Sichtweite von etwa 50 m beträgt $0,5 \text{ g/m}^3$. Der Wassergehalt dichter Regenwolken kann dagegen bis zu $4,8 \text{ g/m}^3$ betragen [Dor17]. Die spezifische Dämpfung liegt hier bei 80 GHz und 120 GHz bereits über 10 dB/km. Wie erwähnt spielt der Einfluss der von Wolken verursachten Dämpfung im IoSiS-Frequenzbereich eine weitaus geringere Rolle. Diese beträgt im Falle dichter Regenwolken 0,5 dB/km. Da es sich hier um die spezifische Dämpfung je km handelt, muss noch entsprechend die Wegstrecke innerhalb der Wolke oder des Nebels berücksichtigt werden. Diese variiert stark in Abhängigkeit der Wolkenart und Ausdehnung. In Mitteleuropa findet die Wolkenbildung bis zu einer Höhe von etwa 13 km statt [Deu90]. Aber nur wenige Wolkenarten breiten sich über diese gesamte Höhe aus. Deshalb wird wie bei der Definition des TEC-Wertes der Ionosphäre auch hier der Bezug auf eine Säule mit einer Grundfläche von 1 m^2 angewendet, die sich über den gesamten Höhenbereich, in der die Wolkenbildung stattfindet, erstreckt. Statistisch gesehen überschreitet der Wassergehalt in der gedachten Säule in Mitteleuropa 0,1 % der Zeit eines Jahres einen Wert von 1 kg/m^2 [ITU13]. Willkürlich ausgehend von einer Wolkenhöhe (sprich Wegstrecke innerhalb der Wolke bei Blick Richtung Zenit) von 1 km, erhält man damit einen Wassergehalt von 1 g/m^3 . Dies bedeutet wiederum, dass die Dämpfung (im Zenit) bei den betrachteten Frequenzen zu 99,9 % der Zeit in Mitteleuropa unterhalb einem Wert (Ein-Weg) von 6 dB (bei 120 GHz), 3,5 dB (80 GHz), 0,9 dB (35 GHz) sowie 0,09 dB (11 GHz) liegt.

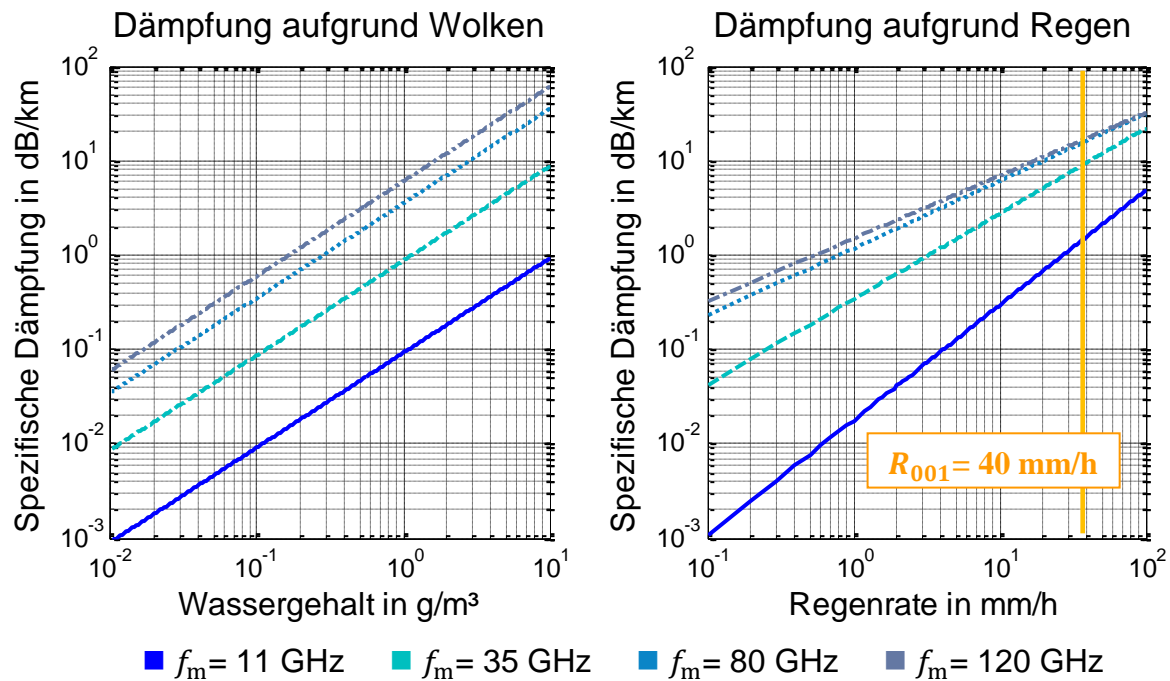


Abbildung 7.4: Spezifische Dämpfung von Wolken und Nebel sowie aufgrund von Regen für verschiedene Radarmittenfrequenzen für einen typischen Wassergehalt und typische Regenraten. Die hervorgehobene Regenrate von $R_{001} = 40 \text{ mm/h}$ entspricht der Regenrate, die in Mitteleuropa zu 0,01 % im Jahr überschritten wird [ITU07].

Etwas höhere spezifische Dämpfungen erzeugt Regen in Abhängigkeit der Niederschlagsintensität⁷ in Form der Regenrate erstreckt sich hierbei von 0,1 mm/h (leichter Sprühregen), 2,5 mm/h (leichter Regen), 10 mm/h (starker Regen) bis zu Werten über 50 mm/h (sehr starker Regen). Mit einer mittleren Regenhöhe von 3 km in Mitteleuropa [ITU01] erhält man bei einem leichten Regen somit eine Dämpfung (Ein-Weg) im Zenit von 8,2 dB (bei 120 GHz), 6,8 dB (80 GHz), 2,3 dB (35 GHz) sowie 0,15 dB (11 GHz). So ergibt sich beispielsweise für eine Frequenz von 80 GHz eine Gesamtdämpfung (Zwei-Wege) aufgrund eines leichten Regens von $a_{\text{Regen}} = 13,6 \text{ dB}$ im Zenit. Bei einem starken Regen ergeben sich die Dämpfungswerte (Ein-Weg) entsprechend zu 20,6 dB (bei 120 GHz), 18,1 dB (80 GHz), 8,2 dB (35 GHz) sowie 0,9 dB (11 GHz). Diese Werte zeigen, dass ein Radarbetrieb bei starkem Regen in Verbindung mit hohen Frequenzen kaum möglich ist. Auch ein leichter Regen hat bereits deutliche Auswirkungen auf die Sensitivität des Radarsystems bei Betrachtung einer Radarmittenfrequenz von 80 GHz. Mit einer Gesamtdämpfung (Zwei-Wege) von ca. $a_{\text{Regen}} = 13,6 \text{ dB}$ stellt diese aber einen Wert dar, der durchaus über andere Radarparameter kompensiert werden kann. Es muss auch beachtet werden, dass es sich bei den hier durchgeführten Betrachtungen um Modellrechnungen handelt, die einer gewissen Unschärfe unterliegen, die aber ohne immens großen Aufwand kaum quantifiziert werden kann.

7.1.4 Bestimmung des erreichbaren NESZ

Analog zu der Bestimmung des NESZ auf Grundlage der Systemparameter des experimentellen Abbildungssystems IoSiS-0 in Abschnitt 6.2 wird nun das NESZ bestimmt, welches durch die Veränderung der Systemparameter theoretisch erreicht werden kann. Hierbei

⁷ Die der Regenstärke zugewiesenen Niederschlagsintensitäten wurden entsprechend der Definition des Deutschen Wetterdienstes (DWD) gewählt.

<https://www.dwd.de/DE/service/lexikon/Functions/glossar.html?lv2=101812&lv3=101906>

wurden die in Tabelle 7.1 gelisteten Systemparameter zugrunde gelegt. Das NESZ wurde zum einen bei einer festen Pulsspitzenleistung von $P_S = 50 \text{ kW}$ in Abhängigkeit der Antennengröße (Durchmesser der angenommenen Parabolantenne) bestimmt (Abbildung 7.5), zum anderen, bei einer festen Antennengröße von $D = 5 \text{ m}$, in Abhängigkeit der Pulsspitzenleistung (Abbildung 7.6). Die Erzeugung der angenommenen Pulsleistung von $P_S = 50 \text{ kW}$ stellt insbesondere bei den hohen betrachteten Frequenzen (80 GHz und 120 GHz) eine große Herausforderung dar und ist derzeit am Markt nicht verfügbar. Diskussionen mit Experten folgend erscheint es aber prinzipiell zukünftig realisierbar [Bar06] [Yan14]. Eine sehr detaillierte Übersicht über die aktuell im Experimentierstatus realisierbaren Hochleistungs-Gyrotron-Röhren, wie sie für die hier betrachtete Anwendung in Betracht kämen, ist für verschiedene Frequenzbereiche in [Thu16] zu finden.

In allen hier betrachteten Fällen wird von einer identischen Antennengröße für den Sendefall und den Empfangsfall ausgegangen. Neben der Sendeleistung und der Antennengröße wurden des Weiteren die Pulslänge sowie die Pulswiederholfrequenz (PRF) in einem realistischen Rahmen im Vergleich zum IoSiS-0-System vergrößert, was zu einem Tastverhältnis von 6 % führt. Die relativ hoch angenommene PRF führt zu einem hohen Integrationsgewinn. Der Wert von 1,2 kHz ist aber aus folgendem Grund berechtigt: die Problematik der wenigen existierenden monostatischen Radarsysteme zur Abbildung von Weltraumobjekten liegt darin, dass wegen der geringen Isolation zwischen Sende- und Empfangspfad während des Aussendens eines Pulses keine Signale empfangen werden können, bzw. umgekehrt, dass während des Empfangs eines Radarechos der Sender nicht im Sendebetrieb sein darf. Gerade dies ist aber notwendig, um hohe Pulswiederholraten in Verbindung mit großen Pulslängen erreichen zu können. Dies erlaubt aber das in dieser Arbeit grundlegend vorgeschlagene Systemkonzept, bei dem Sender und (mehrere) Empfänger räumlich voneinander getrennt sind.

Die Radarmittenfrequenzen wurden, wie in den vorherigen Abschnitten beschrieben, wieder entsprechend den Transmissionsfenstern gewählt. Ausgehend von einem minimalen Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ ergibt sich in etwa die angenommene Entfernung von $R = 2000 \text{ km}$ für ein Objekt mit einer Bahnhöhe von $h_{SL} = 1000 \text{ km}$. Dieser minimal angenommene Elevationswinkel ist in mehrerlei Hinsicht sinnvoll. Zum einen steigt die spezifische atmosphärische Dämpfung speziell bei hohen Frequenzen in Verbindung mit niedrigeren Elevationswinkeln deutlich an (vgl.: Abbildung 5.1) sowie auch die spezifische Dämpfung durch Wetterphänomene wie Wolkenbildung und Regen. Zum anderen ist die Abstrahlung solch hoher Sendeleistungen in Bezug auf Genehmigungsverfahren bei kleinen Elevationswinkeln als kritisch hinsichtlich einer Zulassung anzusehen.

Da die Antennentemperatur (also der Antennenrauschbeitrag durch die Atmosphäre und den Weltraum) aufgrund der frequenzabhängigen atmosphärischen Dämpfung ebenfalls in Abhängigkeit der Frequenz variiert, wurde diese entsprechend der jeweiligen Radarmittenfrequenz jeweils für einen Elevationswinkel von $E = 30^\circ$ gewählt. Die Temperaturwerte für T_A wurden hierbei aus [Ula81] entnommen. Ebenso muss die Empfängerrauschtemperatur T_E entsprechend der Radarmittenfrequenz angepasst werden, da diese üblicherweise zu höheren Frequenzen hin zunimmt. Hierbei wurden für alle vier Frequenzen typische Empfängerrauschtemperaturen gewählt, wie sie bei nicht gekühlten Empfängern im entsprechenden Frequenzbereich auftreten. Die angenommenen allgemeinen Verluste L_V wurden mit 10 dB bzw. 5 dB berücksichtigt. Die Verluste bei der Prozessierung wurden mit 5 dB relativ hoch abgeschätzt. Grund hierfür ist, dass mit steigender Radarmittenfrequenz und damit kleiner werdender Wellenlänge eine kohärente Prozessierung aufgrund von Phasenfehlern erschwert wird. Die maximal auftretende Winkelgeschwindigkeit in Azimutrichtung beträgt weiterhin $\omega_{Az} = 1^\circ/\text{s}$, da diese nicht von den Systemparametern, sondern von der Umlaufbahn eines Weltraumobjekts abhängig ist. Ebenfalls beträgt der angenommene Winkel, bei

dem ein konstanter Radarrückstreuquerschnitt eines Streuzentrums erwartet werden kann, weiterhin $\varphi_{\text{const}} = 3^\circ$.

Tabelle 7.1: Systemparameter für die Bestimmung des NESZ für ein fiktives Abbildungssystem.

Parameter		Wert	Einheit
Entfernung	R	2000	km
Frequenz	f_m	11/35/80/120	GHz
Pulsleistung	P_S	50 (bzw. $1 \cdot 10^3$)	kW
Pulslänge	τ_P	50	μs
Pulswiederholfrequenz	PRF	1200	Hz
Antennendurchmesser	D	5 (bzw. 1-10)	m
Antenneneffizienz	η_{ant}	70	%
Kenngroße aus Belegungsfunktion		62	°
Faktor aus Näherungsformel		26000	Grad ²
Antennengewinn	G_S, G_E	52/62/69/73	dBi
Antennentemperatur	T_A	20/40/150/280	K
Empfängerrauschtemperatur	T_E	200/300/400/800	K
Verluste (Radar/ Prozessierung)	L_V	10/5	dB
Azimut Winkelgeschwindigkeit	ω_{Az}	1	°/s
Winkel konstanter Streuung	φ_{const}	3	°

Ausgehend von einer Kugel ($\emptyset 30 \text{ cm} \triangleq -11 \text{ dBsm}$) ist für ein SNR von +10 dB bei einer Frequenz von $f_m = 11 \text{ GHz}$ und ohne Berücksichtigung weiterer Verluste eine Antennengröße von $D = 6 \text{ m}$ gemäß Abbildung 7.5 notwendig. Aufgrund des höheren Antennengewinns sinkt bei höheren Frequenzen der notwendige Durchmesser. So liegt dieser bei einer Frequenz von $f_m = 35 \text{ GHz}$ bei etwa 4 m bzw. bei etwa 3 m bei 80 GHz und 120 GHz. Beachtet man hierbei jedoch die im vorherigen Abschnitt beschriebene Dämpfung die bei den höheren Frequenzen und entsprechendem Wetter kompensiert werden muss, lässt sich dies über die Antennengröße realisieren. Ausgehend von einer wetterbedingten Dämpfung von beispielsweise $a_{\text{Regen}} = 13,6 \text{ dB}$ lässt sich festhalten, dass auch bei den höheren Frequenzen Antennendurchmesser im Bereich $D = 6 \dots 7 \text{ m}$ sinnvoll sind.

Ausgehend von einer Antennengröße von $D = 5 \text{ m}$ zeigt Abbildung 7.6 das NESZ in Abhängigkeit der Pulsleistung. Auch hier ergibt sich durch den Integrationsgewinn ein für das Bildprodukt besseres NESZ von 30 dB im Vergleich zu einem einzelnen Puls. Soll eine Kugel ($\emptyset 30 \text{ cm} \triangleq -11 \text{ dBsm}$) mit einem SNR von +10 dB bei einer Frequenz von $f_m = 80 \text{ GHz}$ detektiert werden, so beträgt die notwendige Pulsleistung unter Berücksichtigung einer wetterbedingten Dämpfung von $a_{\text{Regen}} = 13,6 \text{ dB}$ in etwa 100 kW, was derzeit eine beachtliche Leistung für diesen Frequenzbereich darstellt.

Um die Sensitivität des Sensorsystems bei geringeren Sendeleistungen zu erhöhen, lassen sich zum einen die Radarparameter PRF, Pulslänge, usw. vergrößern oder aber die Antennenfläche bzw. deren Gesamtgewinn. Ersteres ist durch Systemkomponenten oder prinzipiell durch physikalische Gesetzmäßigkeiten begrenzt. Nicht so aber die Antennenfläche bzw.

Apertur, wenn man auf einzelne Großantennenanlagen verzichtet, die u.a. mechanisch sehr aufwendig und unflexibel sind (bei denen z.B. prinzipiell nur monostatische Aufnahmen möglich sind).

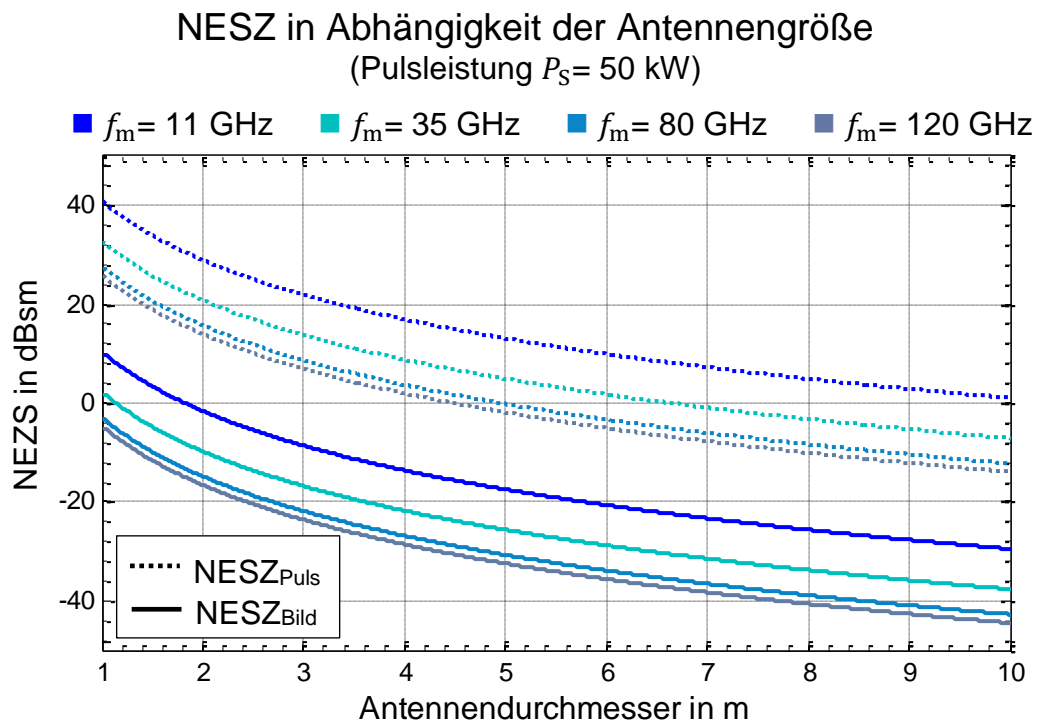


Abbildung 7.5: Rauschäquivalenter Streuquerschnitt (NESZ) eines fiktiven Abbildungssystems in Abhängigkeit der Antennengröße für verschiedene Radarmittenfrequenzen basierend auf der in Tabelle 7.1 gelisteten Parameterwerte für eine Pulsleistung von $P_S = 50 \text{ kW}$. Das Diagramm zeigt das NESZ für einen einzelnen Puls sowie für das prozessierte ISAR-Bildprodukt.

Da in der Radargleichung der Gewinn der Sendeantenne sowie der Gewinn der Empfangsantenne gleichermaßen eingeht, ist es sinnvoll empfangsseitig die Apertur durch einzelne Empfangsaperturen zu vergrößern. Zu jeder Empfangsapertur wird ein daran anschließender Radarempfänger benötigt, der kohärent zum Sender und den anderen Empfängern arbeiten muss, damit die Zusatzapertur sich gewinnbringend im NESZ niederschlägt. Je nach gewähltem Frequenzbereich des Gesamtsystems können diese Empfängersysteme zum Beispiel kostengünstig durch am Markt verfügbare Massenprodukte aufgebaut werden (z.B. Aufbauend auf Automobilradarempfänger). Durch diese modulare Erweiterungsmöglichkeit des Sensorsystems sind der erzielbaren Leistungsfähigkeit in einem gewissen Rahmen keine Grenzen gesetzt. Sukzessive können je nach Bedarf und Verfügbarkeit von finanziellen Mitteln weitere Aperturen dem Gesamtsystem hinzugefügt und so eine Leistungssteigerung vorgenommen werden. Hinzu kommt, dass die räumlich verteilten Aperturen eine hohe Isolation zwischen Sender und Empfänger ermöglichen und so einen gleichzeitigen Sende- und Empfangsbetrieb erlauben, was durch die dadurch höhere mögliche PRF die Sensitivität des Systems weiter steigert. Sind die Empfangsaperturen räumlich sehr weit voneinander getrennt, so lassen sich auch wetterbedingte Einflüsse minimieren, da Wetterphänomene wie starke Gewitter meist nur lokal auftreten, und somit immer Empfangsaperturen bereit stehen, die nicht von dem aktuellen Schlechtwetterereignis betroffen sind. Des Weiteren sind mit räumlich getrennten Aperturen neben monostatischen Abbildungen auch bistatische Abbildungskonstellationen möglich, die eine Erzeugung interferometrischer Bildprodukte erlauben, was im nächsten Abschnitt beschrieben wird.

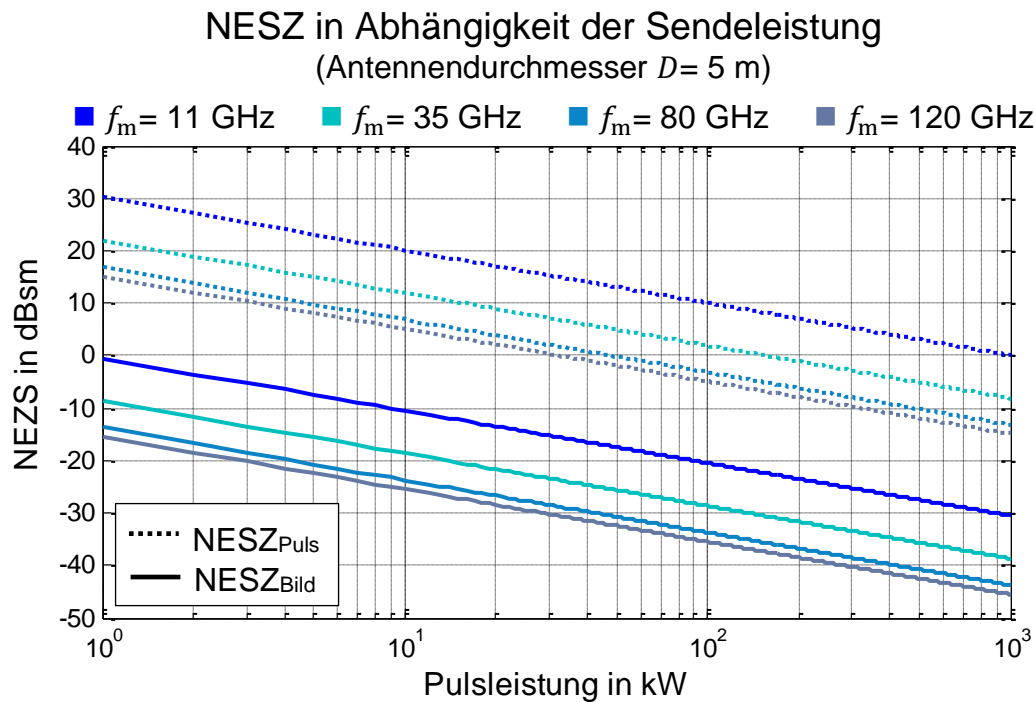


Abbildung 7.6: Rauschäquivalenter Streuquerschnitt (NESZ) eines fiktiven Abbildungssystems in Abhängigkeit der Pulsleistung für verschiedene Radarmittenfrequenzen basierend auf der in Tabelle 7.1 gelisteten Parameterwerte für einen Antennendurchmesser von $D = 5$ m. Das Diagramm zeigt das NESZ für einen einzelnen Puls sowie für das prozessierte ISAR-Bildprodukt.

7.2 Gewinnung dreidimensionaler Objektstrukturen mittels ISAR-Interferometrie

In der bisherigen Arbeit wurden Bildgenerierungsverfahren anhand der Erstellung eines zweidimensionalen Radarbildes einer dreidimensionalen Szenerie basierend auf einer monostatischen Abbildungsgeometrie beschrieben. Dabei wurde die dreidimensionale Szenerie auf eine zweidimensionale Fokussierungsebene projiziert. Um nun auch die Struktur eines Zielobjekts in der dritten Raumrichtung zu extrahieren, wird im Folgenden das Verfahren der ISAR-Interferometrie anhand der Abbildung von Objekten im Weltraum vorgestellt, um die bodengebundene Erstellung dreidimensionaler Strukturen von Objekten im Weltraum zu ermöglichen.

7.2.1 Grundlagen der ISAR-Interferometrie

Bei der SAR- bzw. ISAR-Interferometrie wird durch die Analyse der interferometrischen Phasendifferenz zweier komplexer Radarbilder weitere Information über die räumliche Lage eines Streuzentrums gewonnen. Die zwei komplexen Radarbilder gehen dabei aus zwei Messungen mit leicht unterschiedlichem Einfallswinkel auf die Szenerie hervor [Kam06] [Rei08]. Eines der bekanntesten Beispiele für die Anwendung von SAR-Interferometrie sind die in enger Formation fliegenden Radarsatelliten TerraSAR-X und TanDEM-X, die ein globales 3D-Höhenmodell der Erde basierend auf der interferometrischen Auswertung zweier Radarbilder erstellen [Ger07] [Mar13]. Abbildung 7.7 zeigt die prinzipielle Messgeometrie der Aufnahme zweier Radarbilder die durch Kombination zur interferometrischen Auswertung herangezogen werden können. Hierbei unterscheiden sich die beiden Positionen, von denen die Radarbilder aufgenommen wurden, durch die sogenannte Basislänge B_L bzw. die

effektive Basislänge B_{\perp} . Der Einfallswinkel von den beiden Aufnahmepositionen auf die Szenerie unterscheidet sich damit um den Winkel $\Delta\theta$.

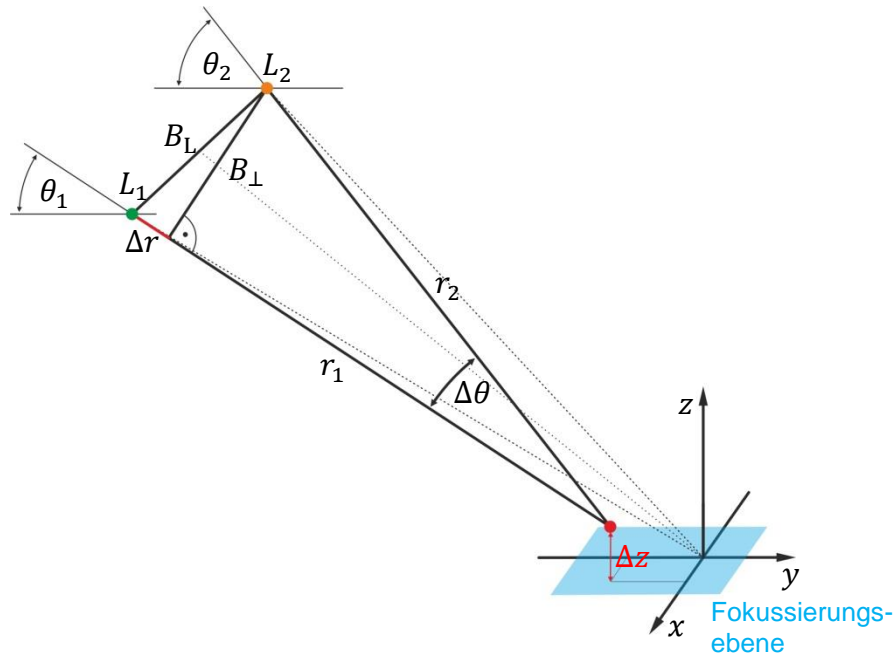


Abbildung 7.7: Aufnahmegeometrie eines Interferometers zur Bestimmung der dritten Bilddimension (z -Koordinate eines Streuzentrums) anhand des Interferogramms zweier komplexer Radarbilder, die aus zwei geringfügig variierenden Aufnahmepositionen L_1 und L_2 mit unterschiedlichen Einfallswinkeln θ_1 und θ_2 auf die Fokussierungsebene erzeugt werden.

Für die beiden Radarbilder $\mathcal{S}_1(r, x)$ und $\mathcal{S}_2(r', x)$ die entsprechend Abbildung 7.7 an den Positionen L_1 und L_2 aufgenommen wurden erhält man [Bam98]:

$$\mathcal{S}_1(r, x) = |\mathcal{S}_1(r, x)| \cdot e^{j\varphi_1(r, x)} \quad (7.1)$$

$$\mathcal{S}_2(r', x) = |\mathcal{S}_2(r', x)| \cdot e^{j\varphi_2(r', x)} \quad (7.2)$$

Durch r' soll hierbei ausgedrückt werden, dass der Radius zur Bildebene sich zwischen den beiden Aufnahmen unterscheidet. Jedes Radarbild ist in zwei Raumrichtungen aufgelöst. Der Abstand r ist hierbei der Radius ausgehend von der Sensorposition, von der das Bild aufgenommen wurde und entspricht der Entfernungsrichtung, die Position x stellt die Azimutrichtung dar. Somit kann das Radarbild im Abstand r um die Sensorposition liegen, was bedeutet, dass die Winkelablage θ , bzw. die Ablage in z -Richtung anhand eines einzigen Bildes nicht bestimmt werden kann.

Betrachten man nur das in Abbildung 7.7 dargestellte Punktziel mit einer Ablage von Δz über der Fokussierungsebene, so erhält man für den Bildbereich, in dem dieses Punktziel in beiden Bildern liegt:

$$s_1(r_1) = |s_1(r_1)| \cdot e^{j\varphi_1(r_1)} \quad (7.3)$$

$$s_2(r_2) = |s_2(r_2)| \cdot e^{j\varphi_2(r_2)} \quad (7.4)$$

Die Phase jedes Bildbereichs wird dabei durch die Distanz zum Streuzentrum und durch die Frequenz, hier ausgedrückt durch die Wellenzahl k_m bei der Radarmittenfrequenz, bestimmt. Sie ergeben sich zu

$$\varphi_1(r_1) = -2k_m r_1, \quad (7.5)$$

$$\varphi_2(r_2) = -2k_m r_2. \quad (7.6)$$

Durch Kombination der beiden Radarbildprodukte lässt sich unter geeigneten Umständen (Eindeutigkeitsbereich) nun durch die Analyse der interferometrischen Phasendifferenz jedes Bildbereichs auf die Parallaxe Δr schließen und somit über Triangulation die räumliche Lage eines Streuzentrums in z-Richtung bestimmen. Durch die elementweise Multiplikation (\circ) des ersten Radarbildes mit dem komplexkonjugierten zweiten Radarbild erhält man das Interferogramm zu

$$V(r, x) = S_1(r, x) \circ S_2^*(r, x) = |S_1(r, x)| \cdot |S_2^*(r, x)| \circ e^{j\phi_i(r, x)}. \quad (7.7)$$

Wobei $\phi_i(r, x)$ die interferometrische Phasendifferenz zwischen den beiden komplexen Radarbildern ist. Für das einzelne Punktziel ergibt sich damit

$$v = s_1(r_1) \cdot s_2^*(r_2) = |s_1(r_1)| |s_2^*(r_2)| e^{j\phi(\Delta r)}. \quad (7.8)$$

Mit Gl.(7.5) und (7.6) lässt sich die Phasendifferenz des Punktziels zwischen den beiden Bildern ausdrücken durch

$$\phi_i(\Delta r) = \varphi_1(r_1) - \varphi_2(r_2) = 2k_m \Delta r = \frac{4\pi}{\lambda} \Delta r. \quad (7.9)$$

Damit lässt sich mit den folgenden Beziehungen nun der Zusammenhang zwischen der interferometrischen Phasendifferenz und der Ablage eines Streuzentrums in z-Richtung darstellen [Bam98]:

$$\frac{d\phi_i}{dz} = \frac{4\pi}{\lambda_m} \frac{B_\perp}{r_m \sin \theta} \quad (7.10)$$

$$\Delta z = \frac{r_m}{B_\perp} \Delta r \sin \theta \quad (7.11)$$

Da die Differenzphase mit $\phi_i = \phi_i + (n \cdot 2\pi) \quad \forall n \in \{\mathbb{N}\}$ mehrdeutig ist, ist es sinnvoll den Eindeutigkeitsbereich A_z in z-Richtung anzugeben, der einer Phasenänderung von 2π entspricht. Dieser ergibt sich zu

$$A_z = \frac{\lambda_m r_m \sin \theta}{2 B_\perp}. \quad (7.12)$$

Der Eindeutigkeitsbereich ist demnach direkt proportional zur Wellenlänge sowie zum Zielabstand. Bei gegebener Radarmittenfrequenz sowie Abstand zum Ziel lässt sich durch Verkleinerung der Basislänge der Eindeutigkeitsbereich vergrößern. Die Größe des Eindeutigkeitsbereichs spielt bei der Erstellung des Interferogramms eines Weltraumobjekts eine entscheidende Rolle. So darf der Eindeutigkeitsbereich nur so groß sein, dass die interferometrische Phase eines Weltraumobjektes innerhalb einer Änderung von $\pm\pi$ bleibt. Beträgt der Eindeutigkeitsbereich beispielsweise mehrere hundert Meter, so erzeugt auch nur ein ebenso großes Objekt einen interferometrischen Phasenwert im Bereich $\pm\pi$. Weltraumobjekte im Größenbereich von wenigen Metern produzieren bei gleichen Verhältnissen dagegen nur eine interferometrische Phase $\ll \pi$, die vom Radarsystem noch sauber detektiert werden muss. Da die Sensitivität realer Radarsysteme durch Rauschen begrenzt ist, sollte deshalb die Größe des Eindeutigkeitsbereichs in der Größenordnung des abzubildenden Objekts liegen. Des Weiteren sollte der Eindeutigkeitsbereich auch nicht kleiner als die maximale Größe des betrachteten Weltraumobjekts sein, da ein interferometrischer Phasenwert von $> 2\pi$ nur schwer oder gar nicht durch ein monotonen Abwickeln (engl.: unwrapping) der periodischen Phase ausgewertet werden kann. Die Ursache liegt darin, dass anders als bei einem Interferogramm der Erdoberfläche, erstellt durch ein raumgestütztes oder flugzeuggetragenes Sensorsystem, hier der Phasenverlauf durch die komplexe Struktur eines Weltraumobjekts nicht monoton verläuft.

Damit lässt sich festhalten, dass die Genauigkeit der Bestimmung der dritten Dimension im Radarbild durch eine interferometrische Auswertung bei gegebener Phasengenauigkeit des Radarsystems davon abhängt, wie groß der Eindeutigkeitsbereich gewählt werden kann.

7.2.2 Interferometrische Abbildungssimulation eines Weltraumobjekts

Abbildung 7.8 zeigt den Eindeutigkeitsbereich in Abhängigkeit der Basislänge für eine Radarmittenfrequenz von $f_m = 11$ GHz und gilt somit für das zuvor beschriebene Experimentalsystem IoSiS-0. Angegeben ist der Eindeutigkeitsbereich für verschiedene Höhen der Umlaufbahn und damit für verschiedene mittlere Entfernungen. Je höher die Umlaufbahn bzw. je kleiner die Basislänge desto größer wird der Eindeutigkeitsbereich. Hervorgehoben ist im Diagramm der Bereich $A_z = 1$ m bis $A_z = 10$ m welcher dem Größenbereich der meisten Satellitensysteme im erdnahen Weltraum entspricht. Um einen Eindeutigkeitsbereich in dieser Größenordnung zu bekommen, sind basierend auf der Radarmittenfrequenz von $f_m = 11$ GHz und unter Berücksichtigung der verschiedenen Umlaufbahnhöhen maximale Basislängen im Bereich $B_\perp = 10^3$ m bis $B_\perp = 6 \cdot 10^4$ m zulässig. Hier zeigt sich, dass in diesem Frequenzbereich relativ große Basislängen realisiert werden müssen, um eine signifikante Phasenänderung zwischen den beiden Radarbildern zu erzielen. Eine große Herausforderung bei der praktischen Realisierung solch großer Basislängen ist die Synchronisierung der einzelnen räumlich getrennten Sensorsysteme. Denn nur wenn diese kohärent arbeiten sind eine interferometrische Auswertung und ferner die Bildung einer synthetischen Apertur möglich.

Auch im Hinblick auf ein Interferometersystem ist deshalb die Wahl einer höheren Radarmittenfrequenz durchaus in Betracht zu ziehen, um bei kleineren Basislängen die gleiche Größe des Eindeutigkeitsbereichs zu erhalten (vgl. Abschnitt 7.2.3). Auf den Zusammenhang zwischen verschiedenen Radarmittenfrequenzen und der sich daraus ergebenden Größe des Eindeutigkeitsbereichs wird im folgenden Abschnitt genauer eingegangen.

Basierend auf den Systemparametern des IoSiS-0-Systems zeigt Abbildung 7.10 das Simulationsergebnis des Interferogramms sowie das direkt aus dem Interferogramm bestimmte Höhenprofil eines IRIDIUM®-Kommunikationssatelliten. Die der Simulation zugrunde

liegende Abbildungsgeometrie ist in Abbildung 7.9 gezeigt. Hierbei ist einmal die Geometrie der inversen synthetischen Apertur (links) hervorgehoben sowie auch die Geometrie zur Bildung des Interferogramms (rechts). Bereits im Hinblick auf experimentelle Messungen besteht das Sensorsystem aus nur einem Sender und zwei räumlich getrennten Empfängersystemen die einen Abstand von $B_L = 2000$ m aufweisen. Auch diese bistatische Aufnahmegeometrie erlaubt die Erstellung eines Interferogramms aus den beiden, durch die zwei Empfängersysteme, gewonnenen ISAR-Bildprodukten. Wie hier angenommen ist es sinnvoll, nur wenige Sender zu nutzen, da diese technisch sehr aufwendig zu realisieren sind. Empfänger dagegen sind weniger komplex und kostengünstiger aufzubauen und erlauben durch die räumlich getrennte Positionierung eine einem Interferometer entsprechende Aufnahmegeometrie.

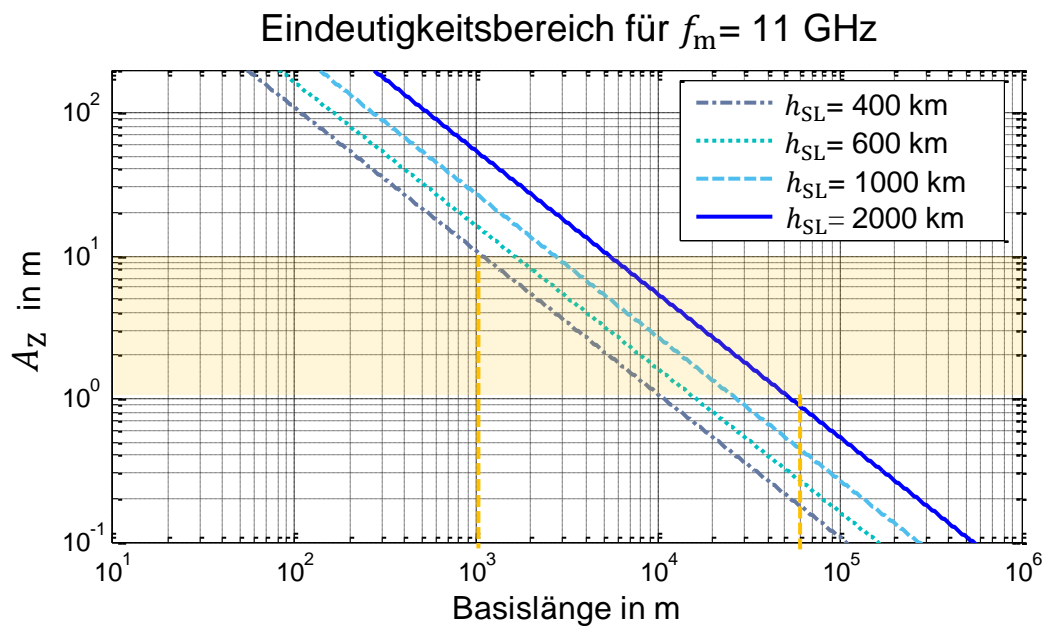


Abbildung 7.8: Eindeutigkeitsbereich für ISAR-Interferometrie entsprechend Gl. (7.12) in Abhängigkeit der Basislänge B_L für verschiedene Bahnhöhen und eine Radarmittenfrequenz von 11 GHz.

Die Bahnhöhe wurde mit $h_{SL} = 780$ km angenommen, was bei einer Basislänge von $B_L = 2000$ m und ausgehend von den Positionen L_1 und L_2 der beiden Empfängersysteme, einer Änderung des Einfallswinkels von $\Delta\theta = 0.15^\circ$ entspricht. Entsprechend Abbildung 7.8 ergibt diese Basislänge in Verbindung mit der Bahnhöhe einen Eindeutigkeitsbereich von etwa 10 m.

Die weiteren Systemparameter sind eine Bandbreite von $B = 4,4$ GHz bei einer Mittenfrequenz von $f_m = 10,2$ GHz sowie ein Integrationswinkel in Azimutrichtung von $\varphi_{Az1/2} = 19^\circ$. Des Weiteren wurde ein gaußverteiltes Phasenrauschen des Radarsystems mit einer Standardabweichung von $\sigma_{Phase} = 0,5^\circ$ berücksichtigt.

Im Höhenprofil, welches man durch die Auswertung des interferometrischen Phasenprofils erhält, lässt sich nun auf die dreidimensionale Struktur des Satellitensystems schließen (Abbildung 7.10). Da bei der Abbildung eines Weltraumobjekts kein Hintergrund (im Allgemeinen interstellarer Raum als Hintergrund) existiert, kann die Phase des Hintergrundes nicht ausgewertet werden, da diese nur von Rauscheffekten bestimmt wird. Aus diesem Grund wurde die Auswertung der interferometrischen Phase auf die Bildpixel beschränkt, die im normierten Amplitudenbild eine Amplitude zwischen -30 dB und 0 dB aufweisen.

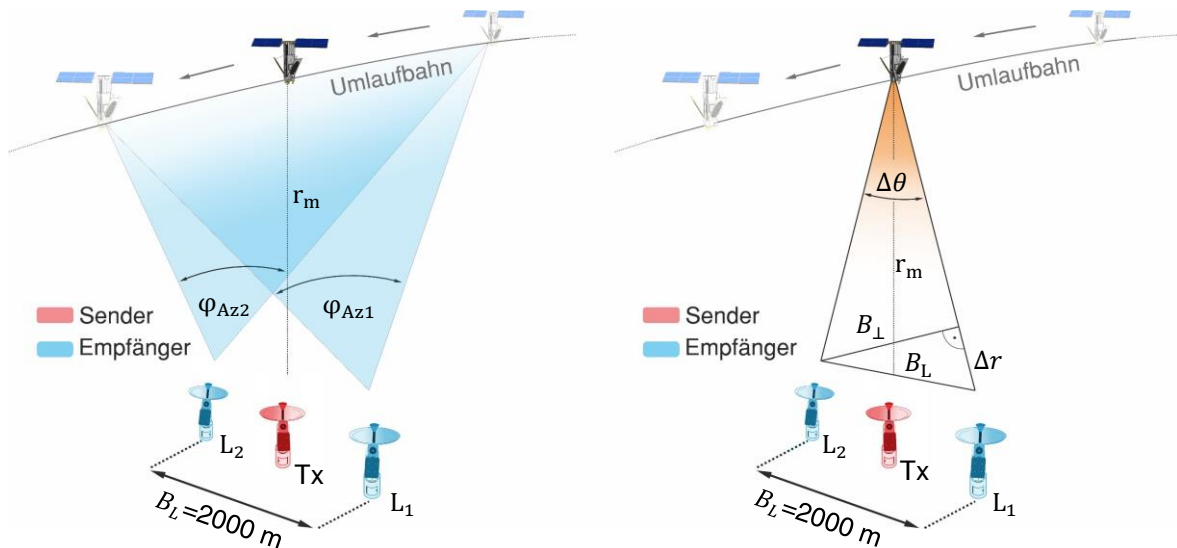


Abbildung 7.9: Die zur Simulation herangezogene Abbildungsgeometrie mit einem Sender (Tx) und zwei räumlich getrennten Empfangssystemen zur Erstellung des in Abbildung 7.10 dargestellten Interferogramms des IRIDIUM® Kommunikationssatelliten. Hervorgehoben ist einmal die Geometrie der inversen synthetischen Apertur (links), sowie die Geometrie zur Bildung des Interferometers (rechts).

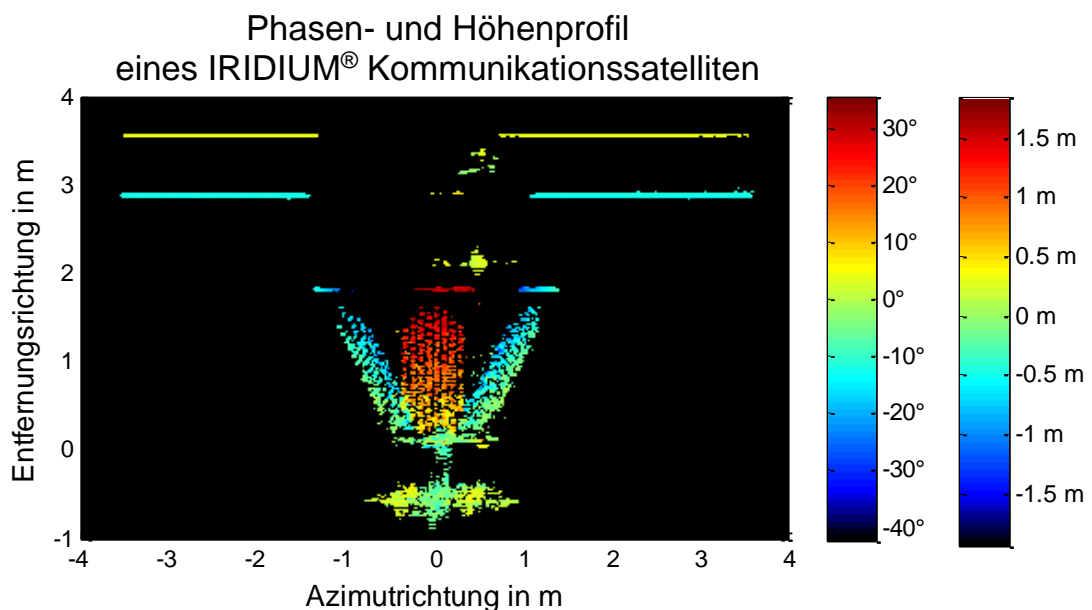


Abbildung 7.10: Interferometrische Phase und das daraus berechnete Höhenprofil eines IRIDIUM® Kommunikationssatelliten für eine Basislänge von $B_L = 2000$ m und eine Bahnhöhe von $h_{SL} = 780$ km.

Ist die interferometrische Phase „Null“, so bedeutet dies, dass das entsprechende Streuzentrum innerhalb der Fokussierungsebene liegt. Weicht der Phasenwert von „Null“ ab, so liegt das Streuzentrum oberhalb (+) bzw. unterhalb (-) der Fokussierungsebene. Abbildung 7.10 zeigt das Phasen- und Höhenprofil mit Blick senkrecht auf die Fokussierungsebene von oben. Gut zu erkennen sind die parallel zur Fokussierungsebene verlaufenden Kanten der Solarzellen. Da diese durch die gewählte Abbildungsgeometrie und Wahl der Fokussierungsebene stets den gleichen Abstand zur Fokussierungsebene haben, weisen diese über die gesamte Länge die gleiche interferometrische Phase auf. Die obere Kante (gelb) liegt dabei 25 cm oberhalb, die untere Kante (türkis) 67 cm unterhalb der Fokussierungsebene.

Auch die räumliche Lage der drei Antennen lässt sich anhand des Höhenprofils genauer bestimmen. Die in der Bildmitte gelegene Antenne liegt Großteils über der Fokussierungsebene mit einer maximalen Erhebung der oberen Kanten von 1,20 m. Der Phasenverlauf der Antenne zeigt auch, dass diese schräg gegenüber der Fokussierungsebene liegt und in einem Winkel von etwa 50° nach vorne gekippt ist. Die beiden weiteren Antennen liegen beide unterhalb der Fokussierungsebenen.

Betrachtet man die Verteilung der Phasenwerte im interferometrischen Radarbild so zeigt sich, dass der Eindeutigkeitsbereich mit 10 m relativ zum Objekt ausreichend groß bzw. klein gewählt wurde. Abbildung 7.11 zeigt das Histogramm der interferometrischen Phase des in Abbildung 7.10 dargestellten Interferogramms. Alle Phasenwerte liegen in einem Bereich zwischen $\pm 50^\circ$. Bei dieser räumlichen Lage des Satelliten wäre es demnach auch möglich gewesen die Basislänge größer und demnach den Eindeutigkeitsbereich kleiner zu wählen um den Bereich von $\pm 180^\circ$ auszunutzen und damit die Sensitivität des Sensorsystems in Bezug auf die interferometrische Phase zu vergrößern. Es zeigt sich daher, dass in diesem Frequenzbereich relativ große Basislängen notwendig sind um eine ausreichende Sensitivität zu erreichen. Bei gegebener Abbildungsgeometrie, die durch die Höhe der Umlaufbahnen der Weltraumobjekte bestimmt wird sowie bei gegebener Objektgröße, lässt sich dieser Umstand nur durch die Änderung der Radarmittenfrequenz verbessern, was im nächsten Abschnitt gezeigt wird.

Histogramm der interferometrischen Phase für $B_L = 2$ km

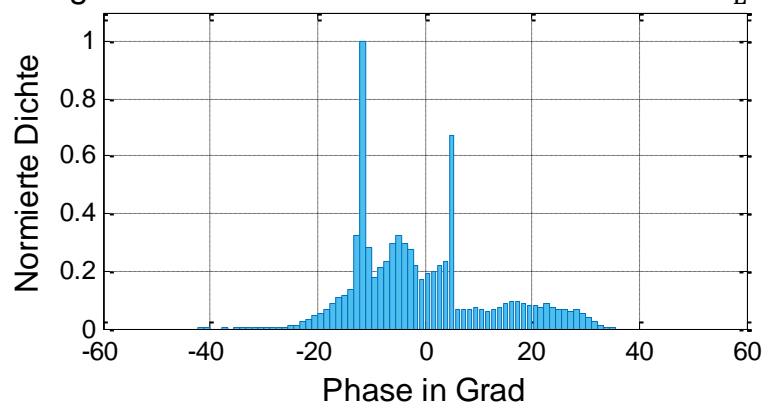


Abbildung 7.11: Verteilung der Phasenwerte des in Abbildung 7.10 dargestellten Interferogramms.

7.2.3 Eindeutigkeitsbereich für zukünftige Abbildungssysteme mit höherer Radarmittenfrequenz

Die vorherigen Betrachtungen zur interferometrischen Abbildung eines Weltraumobjekts und dem sich ergebenden Eindeutigkeitsbereich A_Z basieren auf der Radarmittenfrequenz des IoSiS-0-Systems. Da der Eindeutigkeitsbereich für eine maximale Sensitivität in z-Richtung möglichst im Größenbereich der Ausdehnung des abzubildenden Objekts liegen sollte, wird im Folgenden der Eindeutigkeitsbereich für diejenigen Radarmittenfrequenzen betrachtet, die auch schon im ersten Abschnitt des vorliegenden Kapitels gewählt wurden. Abbildung 7.12 zeigt den Eindeutigkeitsbereich A_Z in Abhängigkeit der Basislänge B_L für eine Umlaufbahnhöhe von $h_{SL} = 400$ km und für die vier angenommenen Radarmittenfrequenzen. Wird ein Eindeutigkeitsbereich von $A_Z = 10$ m angestrebt, so genügt bei $f_m = 120$ GHz eine Basislänge von 100 m, bzw. 150 m bei $f_m = 80$ GHz im Gegensatz zu 1100 m bei $f_m = 11$ GHz.

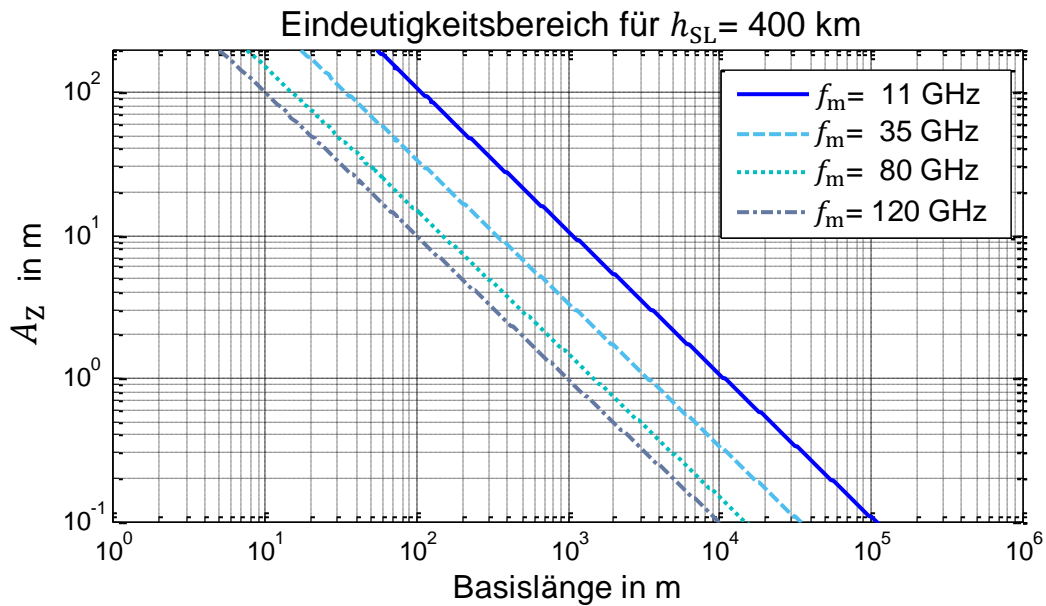


Abbildung 7.12: Eindeutigkeitsbereich für ISAR-Interferometrie entsprechend Gl. (7.12) in Abhängigkeit der Basislänge B_{\perp} für verschiedene Radarmittenfrequenzen und einer Bahnhöhe von $h_{SL} = 400$ km.

Bei einer Vergrößerung der Bahnhöhe und der damit größeren Entfernung zum abzubildenden Objekt vergrößert sich der Eindeutigkeitsbereich. Dies zeigt Abbildung 7.13, die den Eindeutigkeitsbereich A_Z in Abhängigkeit der Basislänge B_{\perp} für eine Umlaufbahnhöhe von $h_{SL} = 2000$ km darstellt. Ist wiederum beispielhaft ein Eindeutigkeitsbereich von $A_Z = 10$ m zu erzielen, so sind nun Basislängen im Bereich 490 m ($f_m = 120$ GHz) bis 5,4 km ($f_m = 11$ GHz) notwendig. Bei einer Radarmittenfrequenz von 80 GHz beträgt die notwendige Basislänge lediglich 730 m und liegt damit noch unter einem Kilometer, was aus pragmatischen Gründen günstig ist und z.B. auch im Campus-Gelände des DLR-Standort Weilheim noch realisiert werden könnte.

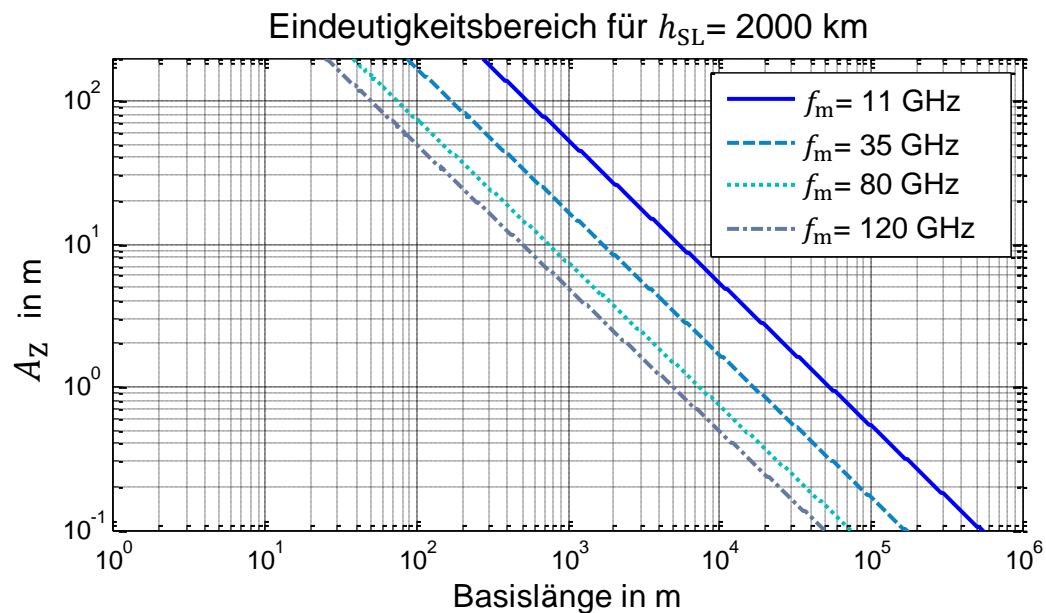


Abbildung 7.13: Eindeutigkeitsbereich für ISAR-Interferometrie entsprechend Gl. (7.12) in Abhängigkeit der Basislänge B_{\perp} für verschiedene Radarmittenfrequenzen und einer Bahnhöhen von $h_{SL} = 2000$ km.

8 Zusammenfassung

Durch die stark zunehmende Anzahl an Satelliten im Weltraum auf insbesondere erdnahen Bahnen sowie auch der Dichte an Weltraumschrottteilen in diesem Bahnhöhenbereich steigt die Gefahr für die Vielzahl an operationellen Satelliten, zerstört oder beschädigt zu werden. Aus diesem Grund sind hoheitliche Fähigkeiten notwendig, mit deren Hilfe eine globalisierte Nation ihre existenzsichernden Ressourcen im Weltraum schützen und überwachen kann. Ferner steigen die Systemkosten bzw. Werte dieser Objekte durch immer komplexere und damit auch empfindlichere Hochtechnologien kontinuierlich an. Gesamtkosten von z.B. mehreren hundert Millionen Euro pro Satellit bzw. auch Milliarden Euro pro Satellitensystem erzwingen die Notwendigkeit performanter und regelmäßiger Überwachungsfähigkeit, die durch eine ständige, erdgebundene, hochgenaue, radarbasierte Beobachtung gewährleistet und befriedigt werden kann und somit zum Erhalt und Zugang der Ressourcen im Weltraum beiträgt.

Die vorliegende Arbeit bildet daher in Form von theoretischen und insbesondere auch experimentellen Untersuchungen die Grundlage für ein zukünftiges multifunktionales radarbasiertes Abbildungssystem, welches visionär einen neuartigen Systemansatz auf dem Gebiet der radarbasierten Satellitenabbildung verfolgt. Im Gegensatz zu bestehenden Radarsystemen zur Weltraumbeobachtung soll sich das zukünftige Abbildungssystem IoSiS (Imaging of Satellites in Space) nicht einer einzigen Großantenne bedienen, sondern vielmehr eine größere Anzahl an kleineren räumlich getrennten Aperturen (Subsysteme) nutzen. Hierfür galt es zunächst, eine hochperformante Basiskonfiguration IoSiS-0 zu realisieren, die als Grundlage für das visionäre Konzept mit verteilten Aperturen dienen kann, aber bereits auch alleinstehend Radarbilder von einzigartiger Qualität bezüglich der räumlichen Auflösung liefern soll.

Basierend auf dem breitbandigen X-Band-Pulsradarsystem GigaRad, welches zum Großteil als Multifunktionsradar bereits in früheren Jahren im DLR entstand, wurde in dieser Arbeit die gesamte Systemkette einer solchen Basiskonfiguration, d.h. eines voll funktionsfähigen Radarsystems zur hochgenauen Abbildung von Objekten im erdnahen Weltraum, zunächst theoretisch untersucht. Dazu wurden spezielle umfangreiche Simulationswerkzeuge entwickelt und implementiert. Darüber hinaus konnten mit einem eigens entwickelten experimentellen Systemaufbau zur Basiskonfiguration IoSiS-0 erfolgreich räumlich zweidimensional hochaufgelöste Radarbildprodukte von realen Weltraumobjekten in einer erdnahen Umlaufbahn mit dem Verfahren des Radars mit inverser synthetischer Apertur (ISAR) erstellt und zur erkenntnisreichen Validierung der theoretischen Arbeiten herangezogen werden. Hierfür wurde ein ursprünglich zur Satellitenkommunikation verwendetes positionierbares Antennensystem mit einem Reflektordurchmesser von 9 m durch eine Neuentwicklung des Speisernetzwerkes zu einer breitbandigen Radarsendeantenne in Cassegrain-Konfiguration umgebaut. Als Empfangsantenne wurde eine auf dem gleichen Positioniersystem angebrachte aber räumlich separierte Offset-Parabolantenne mit nur 1,8 m Durchmesser verwendet (Abbildung 8.1). Neben der detaillierten Analyse der herausfordernden Spezifika des Basissystems IoSiS-0 wurde anhand von Simulationsergebnissen erstmalig gezeigt, wie durch eine Erweiterung des Basissystems durch weitere Subsysteme in Form von zusätzlichen räumlich getrennten Empfängern eine weitere Leistungssteigerung in Form der Gewinnung interferometrischer Bildprodukte von Satelliten erzielt werden kann.

Um sehr hohe räumliche Auflösungen im Bereich weniger Zentimeter zu erreichen, sind hohe Systembandbreiten sowie durch das Verfahren der synthetischen Apertur bedingte

große Integrationswinkel in Azimutrichtung notwendig. Allgemein gilt bei abbildenden Radarsystemen, je höher die zu erzielende räumliche Auflösung, desto mehr wirken sich auch zunächst als unwichtig betrachtete Fehlereinflüsse degradierend auf die Radarbildproduktqualität aus. Deshalb lag eine Kernaufgabe der Arbeit darin, die wichtigsten Fehlereinflüsse bei dem Abbildungsprozess von Weltraumobjekten zu ermitteln und deren Auswirkung auf die Radarbildproduktqualität zu untersuchen, sowie Lösungswege zur Kompensation oder hinreichenden Reduzierung dieser Einflüsse zu erarbeiten. Diese Sachverhalte wurden basierend auf Simulationsergebnissen des Abbildungsprozesses von Weltraumobjekten unter Zuhilfenahme von Reflektivitätsverteilungen realer Weltraumobjekte in dieser Breite erstmalig eindrucksvoll gezeigt, in dem alle relevanten Komponenten der gesamten Systemkette berücksichtigt wurden.

Im ersten Teil der Arbeit wurde einführend auf die allgemeinen Grundlagen abbildender Radarsysteme eingegangen und auch die Theorie zur Bildung eines Radars mit inverser synthetischer Apertur (ISAR) beschrieben. Darüber hinaus wurden zwei in dieser Arbeit zur Bildproduktgenerierung erfolgreich verwendete Prozessierungsalgorithmen erläutert. Des Weiteren wurde auf die Grundlagen der natürlichen Bewegung künstlicher Erdsatelliten und der Berechnung deren Raumflugbahnen eingegangen. Es folgt die Erläuterung der in der Raumfahrt definierten Bahnelemente, die zur Ortsbestimmung und zur Vorhersage von Umlaufbahnen von Objekten im Weltraum dienen. Dabei war es unabdingbar, auch eine Strategie zur Korrektur von Fehlern und Unzulänglichkeiten bei der Vorhersage der Objektbahnen zu entwickeln und die daraus abgeleiteten Handlungsweisen zu implementieren, ohne die keine hochaufgelösten fokussierten Radarbilder möglich wären.

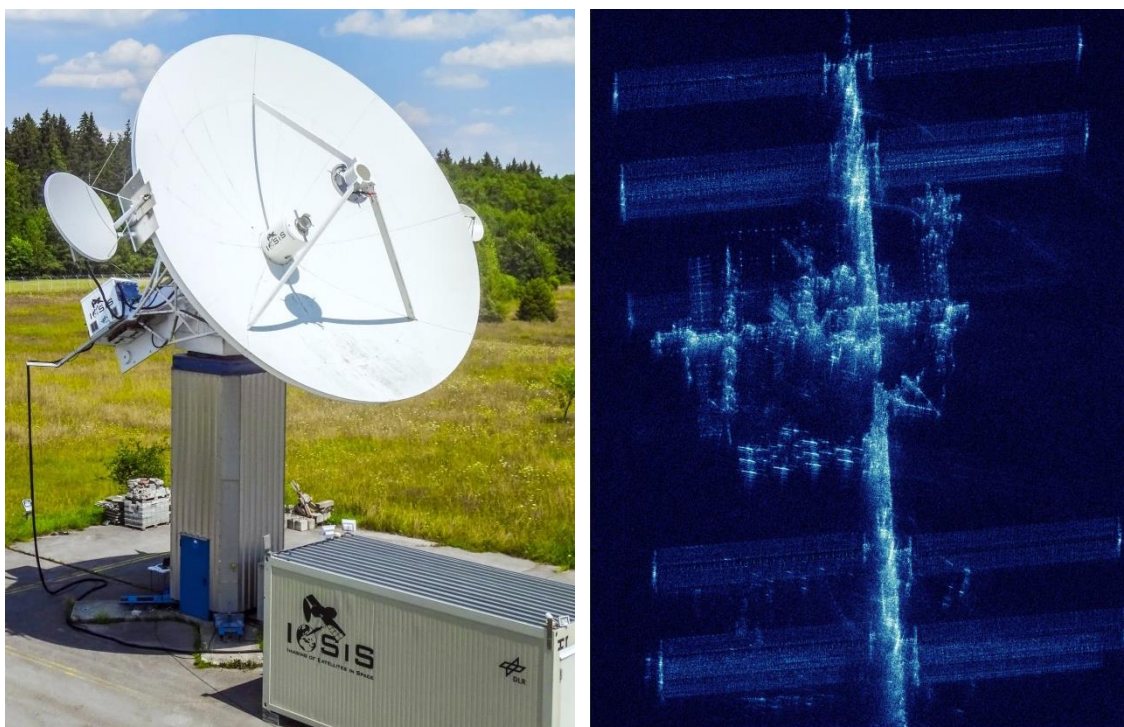


Abbildung 8.1: Links: Experimentell realisierte Basiskonfiguration IoSiS-0 zur Abbildung von Objekten auf erdnahen Umlaufbahnen mit einer 9 m Cassegrain-Sendeantenne und zwei Empfangsantennen sowie dem Messcontainer für die wesentlichen Radarkomponenten. Rechts: Hochaufgelöste ISAR Abbildung der Internationalen Raumstation ISS messtechnisch aufgenommen mit der Basiskonfiguration IoSiS-0. Die räumliche Auflösung beträgt ca. 6 cm. Die dargestellte vertikale Dimension der ISS beträgt ca. 110 m.

Die simulierten Ergebnisse des entwickelten und implementierten Systemsimulators zeigen basierend auf der Reflektivitätsverteilung der Internationalen Raumstation (ISS) sowie eines Kommunikationssatelliten eindrucksvoll das Potenzial eines solchen Radarsystems, was durch die mit dem experimentellen Abbildungssystem IoSiS-0 erreichbare räumliche Auflösung bei der verfügbaren Systembandbreite von 4,4 GHz (rechnerisch) und 2,8 GHz (praktisch wegen betrieblicher Randbedingungen) untermauert wird. Werden hierbei z.B. die Fehlereinflüsse durch die Laufzeitverzögerung der Troposphäre nicht korrigiert, so kommt es zu einer deutlichen Defokussierung im Radarbildprodukt. Weitere behandelte Fehlereinflüsse waren die frequenzabhängige Laufzeitverzögerung der Ionosphäre, die zwar im Vergleich zur Troposphäre eine deutlich geringere Defokussierung im Radarbildprodukt verursacht, aber bei hochauflösenden Bildprodukten eben nicht vernachlässigt werden darf. Ebenfalls qualitätsrelevant sind die Einflüsse der teilweise hohen radialen Geschwindigkeiten zwischen Sensor und Weltraumobjekt, die u.a. zu entsprechend hohen Dopplerfrequenzverschiebungen führen und nicht kompensiert ebenfalls eine deutliche Defokussierung bei hochaufgelösten Bildprodukten zur Folge haben. Darüber hinaus wurde gezeigt, dass die beim Radar mit inverser synthetischer Apertur durch die gekrümmte Bahn des Zielobjekts verursachte begrenzte Fokussierungstiefe eine wesentliche Rolle spielt, weshalb das Ausmaß der dadurch verursachten Defokussierung bei der Abbildung von Weltraumobjekten ebenfalls näher untersucht wurde.

Im experimentellen Teil der Arbeit wurde nachgewiesen, dass die realisierte Basiskonfiguration IoSiS-0 zur hochgenauen Abbildung von Satelliten durch eine Systemkalibration, die Bestimmung der Systemrauschtemperatur und die messtechnische Bestimmung der Antennenrichtcharakteristik die erklärten Ziele erreichen kann. Dies wird eindrucksvoll durch die gezeigten Abbildungsergebnisse realer Weltraumobjekte demonstriert, anhand derer durch den Vergleich mit theoretischen Erwartungen der gewählte und eingeschlagene Weg erfolgreich validiert werden konnte. Insbesondere wurden in dieser Arbeit mehrere einzigartige Abbildungen der ISS mit bisher unerreichter räumlicher Auflösung erstellt (Referenz ist die öffentlich zugängliche Literatur).

Im finalen Teil der Arbeit wurden in einer detaillierten Analyse Möglichkeiten aufgezeigt, wie z.B. durch eine deutliche Erhöhung der Radarmittenfrequenz in den Millimeterwellenbereich bei zukünftigen Radarsystemen weitere leistungssteigernde Vorteile erreicht werden können. Des Weiteren wurde in einem Simulationsergebnis der gewinnbringende Umstand von verteilten Aperturen untersucht und demonstriert, womit z.B. auch interferometrische Bildprodukte von Satelliten erstellt werden können, um somit eine quasi-dreidimensionale Charakterisierung derer zu generieren. Darüber hinaus skizzieren und eröffnen allgemein die Untersuchungen der vorliegenden Arbeit eine Methodik und Vorgehensweise, mit denen die heutigen und insbesondere auch die weit in der Zukunft liegenden Herausforderungen einer umfassenden und verlässlichen Weltraumlagebeobachtung maßgeblich unterstützt werden können.

A Anhang

A.1 Bahnelemente und Bahndaten realer Weltraum-systeme

Die Bahnelemente und weitere objektspezifische Daten einer Großzahl realer Weltraumobjekte sind im sogenannten TLE-Format (Two-Line-Element) öffentlich zugänglich und können über entsprechende Internetseiten bezogen werden⁸. Das zweizeilig aufgebaute Datenformat beinhaltet neben den Bahnelementen die sogenannte „Satellite Catalog Number“ (SCN⁹) zur eindeutigen Identifizierung des Objekts sowie eine Zeitangabe (Epoche) bei der die angegebenen Bahnelemente gültig sind. Dabei stellt die Epoche nur einen „einzigen“ Zeitpunkt dar, weshalb man eine Bahnvorhersage ausgehend von dieser Epoche nur durch ein entsprechendes Propagations-Modell basierend auf den angegebenen Bahnelementen durchführen kann. Für Objekte in einer erdnahen Umlaufbahn wird eine Bahnvorhersage basierend auf TLE Daten mit dem sogenannten SGP4 Propagator durchgeführt¹⁰ [Hoo10]. Diese Bahnvorhersage ist wichtig, um das Antennensystem zur Bildung der inversen synthetischen Apertur dem Satelliten auf seiner Umlaufbahn nachzuführen. Für diese Vorausberechnung der Umlaufbahn sind des Weiteren Widerstandskoeffizienten in der TLE Datei hinterlegt, die basierend auf der Dichte der Atmosphäre und der Querschnittsfläche des Objekts berechnet wurden und eine Bahnvorhersage in einer gewissen Genauigkeit innerhalb eines bestimmten zeitlichen Rahmen zulassen. Tabelle 8.1 zeigt eine TLE Datei der Internationalen Raumstation sowie die Erklärung der darin enthaltenen Parameter und Bahnelemente.

Die Epoche wird hierbei bezogen auf die koordinierte Weltzeit (UTC) im Format einer Dezimalzahl angegeben. Die ersten zwei Ziffern stehen für das Jahr der Epoche ($17 \triangleq 2017$). Die weiteren drei Ziffern für die Tagesnummer im Jahr ($1. \text{Januar} \triangleq \text{Tag } 1$). Die 8-stellige Zifferngruppe nach dem Dezimalpunkt steht für den Bruchteil eines Tages und lässt sich in eine Zeit umrechnen. Im Beispiel erhält man

$$0,58856481 \text{ Tage} \cdot 86400 \text{ Sek/Tag} = 50852 \text{ Sek} = 14 \text{ Std. } 7 \text{ Min. } 32 \text{ Sek}$$

Speziell bei der Bahnvorhersage von Objekten in einer niedrigen Umlaufbahn, ist es wichtig, dass die Epoche der zugrunde liegenden TLE Daten möglichst aktuell ist. Je nach Objekt werden die zur Verfügung stehenden TLE Daten mehr oder weniger regelmäßig aktualisiert. Bei vielen Objekten stehen täglich neue Bahnparameter zur Verfügung.

Bis auf die mittlere anomalistische Bewegung n sowie die säkulare¹¹ Variation der mittleren Bewegung $\dot{n}/2$ wurden alle aufgelisteten Parameter im vorherigen Abschnitt erläutert. Die mittlere anomalistische Bewegung stellt die Bewegung in Bezug auf das Perigäum dar in Form der Umläufe pro Tag. Durch Iteration kann aus dieser Größe die mittlere große Bahnhalbachse a zur Epoche berechnet werden. Aus $\dot{n}/2$ kann über eine Ableitung des dritten Keplerschen Gesetzes die Abnahme \dot{a} der großen Bahnhalbachse berechnet werden.

⁸ <https://www.space-track.org>

⁹ Neben der „Satellite Catalog Number“ (SCN) die früher als NORAD-Nummer bezeichnet wurde, können Weltraumobjekte auch durch die sogenannte COSPAR-Bezeichnung identifiziert werden.

¹⁰ In der vorliegenden Arbeit wird für die Propagation der Umlaufbahn eines abzubildenden Satelliten basierend auf TLE-Daten auf das Programm STK (System Tool Kit) der Firma AGI zurückgegriffen, dass den SGP4 Propagator implementiert hat.

¹¹ Als **säkulär** werden in der Astronomie sehr kleine, aber langfristige Änderungen der Bewegung (Bahnelemente, Rotation) von Himmelskörpern bezeichnet.

Tabelle 8.1: Beispiel eines Two-Line-Elements (TLE) der Internationalen Raumstation (ISS) und der darin enthaltenen Bahnelemente und weiteren Informationen zur Vorhersage (Propagation) der Umlaufbahn.

1	25544U	98067A	17126.58856481	+.00002780	+00000-0	+49495-4	0	9994
2	25544	051.6401	245.6477	0005666	129.9909	047.4633	15.53976999055286	

25544U	Satellite Catalog Number (SCN)		
98067A	Internationale Bezeichnung (COSPAR)	98: Startjahr 1998 067: Startnummer 67 (im Jahr)	
17126.58856481	Epoche (UTC)	6. Mai 2017 14 Std. 7 Min. 32 Sek.	T
49495-4	Widerstandskoeffizient (SGP4 Modell)	$4,9495 \cdot 10^{-5} r_E^{-1}$	B^*
051.6401	Inklination	$51,6401^\circ$	i
245.6477	Rektaszension des aufsteigenden Knotens	$245,6477^\circ$	Ω
0005666	Exzentrizität	0,0005666	e
129.9909	Argument des Perigäums	$129,9909^\circ$	ω
047.4633	Mittlere Anomalie	$47,4633^\circ$	M
15.53976999055286	Mittlere anomalistische Bewegung	$15.53976 \dots \text{Umläufe/Tag}^{-1}$	n
+.00002780	Säkulare Variation der mittleren Bewegung	$0.00002780 \text{ Umläufe/Tag}^{-2}$	$\frac{\dot{n}}{2}$

A.2 Meteorologische Parameter zur Berechnung der troposphärischen Laufzeitverzögerung

Für die Berechnung der durch die Troposphäre hervorgerufenen Laufzeitverzögerung wurden die in Tabelle 8.2 dargestellten meteorologischen Parameter zugrunde gelegt.

Breitengrad	P_0 [mbar]	T_0 [K]	e_0 [mbar]	$\beta_{T,0}$ [K/m]	$\lambda_{T,0}$
$\leq 15^\circ$	1013,25	299,95	26,31	$6,30 \cdot 10^{-3}$	2,77
30°	1017,25	294,15	21,79	$6,05 \cdot 10^{-3}$	3,15
45°	1015,75	283,15	11,66	$5,58 \cdot 10^{-3}$	2,57
60°	1011,75	272,15	6,78	$5,39 \cdot 10^{-3}$	1,81
$\geq 75^\circ$	1013,00	263,65	4,11	$4,53 \cdot 10^{-3}$	1,55

Tabelle 8.2: Mittelwerte der meteorologischen Parameter in Abhängigkeit des Breitengrades für die Berechnung der durch die Troposphäre verursachten Laufzeitverzögerung.

Breitengrad	ΔP [mbar]	ΔT [K]	Δe [mbar]	$\Delta \beta_T$ [K/m]	$\Delta \lambda_T$
$\leq 15^\circ$	0,00	0,00	0,00	$0,00 \cdot 10^{-3}$	0,00
30°	-3,75	7,00	7,00	$0,25 \cdot 10^{-3}$	0,33
45°	-2,25	11,00	11,00	$0,32 \cdot 10^{-3}$	0,46
60°	-1,75	15,00	15,00	$0,81 \cdot 10^{-3}$	0,74
$\geq 75^\circ$	-0,50	14,50	14,50	$0,62 \cdot 10^{-3}$	0,30

Tabelle 8.3: Abweichungen der meteorologischen Parameter vom Mittelwert über das Jahr gesehen in Abhängigkeit des Breitengrades

Für die Berechnung der aufgrund der Jahreszeit sich ändernden und vom Breitengrad abhängenden atmosphärischen Eigenschaften wurde ausgehend von den in Tabelle 8.2 und Tabelle 8.3 dargestellten meteorologischen Parametern folgende Rechenvorschrift verwendet [Col99]

$$\psi(\psi_{lat}, D) = \psi_0(\psi_{lat}) - \Delta\psi(\psi_{lat}) \cdot \cos\left(\frac{2\pi(D - 28)}{365.25}\right) \quad (8.1)$$

Mit ψ_{lat} als Breitengrad und D als Tag im Jahr (1. Januar $\triangleq D = 1$).

Literaturverzeichnis

- [Alt98] ALTSHULER, E. E.: *Tropospheric range-error corrections for the Global Positioning System*. Volume: 46, Issue: 5, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, May 1998
- [Ang191] ANGER, S. ; ANGLBERGER, H. ; JIROUSEK, M. ; DILL, S. ; PEICHL, M.: *ISAR Imaging of Satellites in Space – Simulations and Measurements*. Proc. of 20th International Radar Symposium (IRS), Ulm, 2019
- [Ang16] ANGER, S. ; PEICHL, M. ; DILL, S. ; JIROUSEK, M. ; SCHREIBER, E.: *IoSiS - A high-performance imaging radar for surveillance of objects in low earth orbit*. Proceedings of 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Hamburg, 2016
- [Ang19] ANGER, S. ; JIROUSEK, M. ; DILL, S. ; PEICHL, M.: *IoSiS – A high performance experimental imaging radar system for space surveillance*. Proc. of IEEE Radar Conference, Boston, 2019
- [Ang18] ANGER, S. ; JIROUSEK, M. ; DILL, S. ; PEICHL, M.: *Imaging of satellites in space (IoSiS): challenges in image processing of ground-based high-resolution ISAR data*. SPIE 10633, Radar Sensor Technology XXII, doi: 10.1117/12.2304945, Orlando, 2018
- [Ang14] ANGER, S. ; JIROUSEK, M. ; PEICHL, M.: *GigaRad - a versatile high-resolution ground-based pulse radar for advanced remote sensing research*. Proc. of 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Berlin, 2014
- [Ang15] ANGLBERGER, H.: *Simulation und Analyse von SAR-Signaturen mit hoher Auflösung*. Universität der Bundeswehr München, Dissertation, 2015
- [Ave96] AVENT, R. K. ; SHELTON, J. D. ; BROWN, P.: *The ALCOR C-band imaging radar*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, p.16-27, Juni 1996
- [Axe04] AXELSSON, S. R.: *Noise radar using random phase and frequency modulation*. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 42, No. 11, November 2004
- [Bam98] BAMLER, R. ; HARTL, P.: *Synthetic aperture radar interferometry*. IOP Publishing Ltd, Inv.Probl., vol. 14, no. 4, pp. 1–54, August 1998
- [Bar06] BARNETT, L. R. ; TSAI, W. C. ; HSU, H. L. ; LUHMANN, N. C. ; CHIU, C. C. ; PAO, K. F. ; CHU, K. R.: *140 kW W-Band TE01 Ultra High Gain Gyro-TWT Amplifier*. Proc.of Vacuum Electronics Conference, Monterey, 2006
- [Bat64] BATTIN, R. H.: *Astronautical guidance*. McGraw-Hill, Michigan, 1964
- [Bea59] BEAN, B. R. ; THAYER, G. D.: *CPRL Exponential Reference Atmosphere*. National Bureau of Standards, Oktober 1959
- [Bei09] BEINE, C.: *Theoretische und experimentelle Untersuchungen zu einem vollpolarimetrischen, breitbandigen Mehrfrequenz-Radarsystem mit synthetischer Apertur für komplexe Szenen*. Ruhr-Universität Bochum, Dissertation, 2009

- [Beu15] BEUTLER, G.: *Methods of Celestial Mechanics: Volume II: Application to Planetary System, Geodynamics and Satellite Geodesy*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2015
- [Bunan] BUNDESNETZAGENTUR: *Frequenzplan*. BnetzA für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen, Bonn, April 2016, <http://www.bundesnetzagentur.de/Frequenzplan>
- [Cam00] CAMP, W. W. ; MAYHAN, J. T. ; O'DONNELL, R. M.: *Wideband Radar for Ballistic Missile Defense and Range-Doppler Imaging of Satellites*. Lincoln Laboratory Journal, Volume 12, Nummer 2, 2000
- [Cas12] CASTELLANOS ALFONZO, G. ; JIROUSEK, M. ; PEICHL, J.: *Orthogonal waveform experiments with a highly digitized radar*. Proc. of 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR) , Nürnberg, 2012
- [Col99] COLLINS, J. P.: *Assessment and Development of a Tropospheric Delay Model for Aircraft Users of the Global Positioning System*. M.Sc.E. thesis, Department of Geodesy and Geomatics Engineering Technical Report No. 203, University of New Brunswick, Fredericton, New Brunswick, Canada 1999
- [Com95] COMMITTEE ON SPACE DEBRIS: *ORBITAL DEBRIS - A technical Assessment*. National Academy Press, Washington D.C., 1995
- [Cze14] CZERWINSKI, M. G. ; USOFF, J. M.: *Development of the Haystack Ultrawideband Satellite Imaging Radar*. Lincoln Laboratory Journal, Vol. 21, Num. 1, 2014
- [Deu90] DEUTSCHER WETTERDIENST (DWD): *Internationaler Wolkenatlas*. World Meteorological Organization (Hrsg.), ISBN 3-88148-264-4 , 1990
- [Dod07] DODEL, H. ; EBERLE, S.: *Satellitenkommunikation*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2007
- [Dor17] DORNO, C.: *Allgemeine aus Meteorologie und Klimatologie, Strahlung, Spezifisch-medizinische Klimatologie und Höhenklima*. TP Verone Publishing House Ltd., Nikosia, 2017
- [Eil16] EILERS, J. ; ANGER, S. ; NEFF, T.: *Radar Based System for Space Situational Awareness*. Journal of Space Operations & Communicator, Volume 13, Issue 4, Oktober 2016
- [Elb08] ELBERT, B. R.: *Introduction to Satellite Communication*. Artech House, Boston, 2008
- [Eli07] ELISHA, Y. ; HANKIN , M. ; SHYLDKROT, H.: *ORBIT DETERMINATION SYSTEM FOR LOW EARTH ORBIT SATELLITES*. Israel Aerospace Industries, MBT, NASA Technical Documents, 2007
- [Esc65] ESCOBAL, P. R.: *Methods of Orbit Determination*. John Wiley&Sons, New York, 1965
- [Esh14] ESHBAUGH, J. V. ; MORRISON , R. L. ; HOEN, E. W. ; HIETT, T. C. ; BENITZ, G. R.: *HUSIR Signal Processing*. Lincoln Laboratory Journal, Vol. 21 , Num.1, 2014
- [Eur19] EUROPEAN SPACE OPERATION CENTRE: *ESA's Annual Space Environment Report*. Esa Space Debris Office, GEN-DB-LOG-00271-OPS-SD, Darmstadt, 2.May 2019

- [Eva99] EVANS, B. G.: *Satellite Communication Systems*. Institution of Engineering and Technology, Stevenage, 1999
- [Fis03] FISCHER, G.: *Lineare Algebra*. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2003
- [Fit88] FITCH, P. J.: *Synthetic Aperture Radar*. Springer-Verlag, New York, 1988
- [Gie66] GIESE, R. H.: *Weltraum Forschung I*. Bibliographisches Institut AG, Mannheim, 1966
- [Haa16] HAAS, A. ; PEICHL, M. ; ANGER, S.: *Design of wide-band corrugated feed horn for reflector antenna in radar applications*. Proceeding of Microwave Conference (GeMiC), Bochum, 2016
- [Hag09] HAGEN, J. B.: *Radio-Frequency Electronics - Circuits and Applications*. Cambridge University Press, New York, 2009
- [Ham17] HAMILTON, J. ; BLACKWELL, C. ; MCSHEEHY, R. ; JUAREZ, Q. ; ANZ-MEADOR, P.: *Radar Measurements of Small Debris from HUSIR and HAX*. NASA Johnson Space Center, Houston, 2017
- [Han98] HANSEN, R. C.: *Phased Array Antennas*. John Wiley & Sons, New York, 1998
- [Hoo10] HOOTS, F. R. ; ROEHRICH, R. L.: *Models for Propagation of NORAD Element Sets*. United States Department of Defense, Spacetrack Report, 2010
- [Jon] ITU: *HANDBOOK ON SATELLITE COMMUNICATIONS*. Wiley
- [ITU97] ITU: *Reference standard atmosphere*. International Telecommunication Union, Recommendation ITU-R P835-2, 1997
- [ITU09] ITU: *Attenuation by atmospheric gases*. International Telecommunication Union, Recommendation ITU-R P.676-8, Recommendation ITU-R P.676-8, Oktober 2009
- [ITU19] ITU: *Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. Recommendation ITU-R P618-10, Oktober 2019
- [ITU05] ITU: *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*. Recommendation ITU-R P838-3, 2005
- [ITU07] ITU: *Characteristics of precipitation for propagation modelling*. Recommendation ITU-R P.837-5, 2007
- [ITU13] ITU: *Attenuation due to clouds and fog*. Recommendation ITU-R P.840-4, September 2009
- [ITU01] ITU: *Rain height model for prediction methods*. Recommendation ITU-R P.839-3, 2001
- [Jak11] JAKOWSKI, N. ; MAYER, C. ; HOQUE, M. M. ; WILKEN, V.: *TEC Models And Their Use In Ionosphere Monitoring*. Radio Science, doi:10.1029/2010RS004620, November 2011
- [Jan07] JANKIRAMAN, M.: *Design of Multi-Frequency CW Radars*. SciTech Publishing Inc., Raleigh, 2007
- [Jir14] JIROUSEK, M. ; IFF, S. ; ANGER, S. ; PEICHL, M.: *GigaRad - A multi-purpose high-resolution ground-based radar system: System concept, error correction*

- strategies and performance verification*. Proc. of 11th European Radar Conference (EuRAD), Rom, 2014
- [Joc12] JOCHIM, E. F.: *Satellitenbewegung Band I: Der Bewegungsbegriff*. Deutsches Zentrum für Luf- und Raumfahrt, Köln, 2012
- [Joc14] JOCHIM, E. F.: *Satellitenbewegung Band III: Natürliche und gesteuerte Bewegung*. Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), Köln, 2014
- [Joc16] JOCHIM, E. F.: *Satellitenbewegung Band II: Bewegung in Raum und Zeit*. Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Köln, 2016
- [Kah17] KAHLE, R. ; SCHULZE, D. ; SCHÄTTLER, B.: *TerraSAR-X/TanDEM-X Mission Operations Segment - Orbit and Attitude Product Specification*. GSOC-German Space Operations Center, Oberpfaffenhofen, Februar 2017
- [Kam06] KAMPES, B. M.: *Radar Interferometry - Persistent Scatterer Technique*. Springer-Verlag, Dordrecht, 2006
- [Kar11] KARK, K. W.: *Antennen und Strahlungsfelder*. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2011
- [Kem19] KEMPF, T.: *Extraktion von Objektspezifischen Signaturen mit hochauflösendem Radar im Mikrowellenbereich*. DLR-Forschungsbericht, Veröffentlichung voraussichtlich 2019
- [Kem12] KEMPF, T. ; ANGLBERGER, H. ; SÜSS, H.: *Depth-of-focus issues on spaceborne very high resolution SAR*. Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), München, 2012
- [Kem04] KEMPF, T. ; PEICHL, M. ; DILL, S. ; SÜB, H.: *Performance of algorithms for high-resolution turntable ISAR imaging*. Proc. of 5th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Ulm, 2004
- [Kem03] KEMPF, T. ; PEICHL, M. ; DILL, S. ; SÜB, H.: *Advanced tomographic processing for high resolution ISAR imaging*. Proceedings of International Radar Symposium, Dresden, 2003
- [Kem07] KEMPF, T. ; PEICHL, M. ; DILL, S. ; SÜB, H.: *3D Tower-Turntable ISAR Imaging*. Proceedings of the 4th European Radar Conference (EuRAD), München, 2007
- [Kes78] KESSLER, D. J. ; COUR-PALAIS, B. G.: *Collision Frequency of Artificial Satellites: The Creation of a Debris Belt*. Journal of Geophysical Research, Vol.83 No.A6, 1978
- [Kla00] KLAUSING, H. ; HOLPP, W.: *Radar mit realer und synthetischer Apertur*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, München, 2000
- [Klo87] KLOBUCHAR, J. A.: *Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users*. Volume: AES-23, Issue: 3, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Mai 1987
- [Ger07] KRIEGER, G. ; MOREIRA, A. ; FIEDLER, H. ; HAJNSEK, I. ; WERNER, M. ; YOUNIS, M. ; ZINK, M.: *TanDEM-X: A Satellite Formation for High-Resolution SAR Interferometry*. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 11, pp. 3317-3341, November 2007
- [Kuc94] KUCHLING, H.: *Taschenbuch der Physik*. Fachbuchverlag, Leipzig-Köln, 1994

- [Lag10] LAGHEZZA, F. ; BERIZZI, F. ; CAPRIA, A. ; DALLE MESE, E. ; PUPILLO, G. ; MONTEBUGNOLI, S. ; SALERNO, E. ; DI MARTINO, M.: *Italian Bistatic Radar System for Surveillance of Space Debris in Low Earth Orbit*. IEEE Radar Conference, IEEE Conference Publications, 2010
- [Lev10] LEVIS, C. A. ; JOHNSON, J. T. ; TEIXEIRA, F. L.: *Radiowave Propagation*. John Wiley & Sons, New Jersey, 2010
- [Ley19] LEY, W. ; WITTMANN, K. ; HALLMANN, W.: *Handbuch der Raumfahrttechnik*. Hanser, München, 2019
- [Lin05] LINDNER, J.: *Informationsübertragung - Grundlagen der Kommunikationstechnik*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 2005
- [Lud93] LUDLOFF, A.: *Handbuch Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg&Sohn, Braunschweig/Wiesbaden, 1993
- [Mac14] MACDONALD, M. E. ; ANDERSON, J. P. ; LEE, R. K. ; GORDON, D. A. ; MCGREW, N. G.: *The HUSIR W-Band Transmitter*. Lincoln Laboratory Journal, Vol. 21, Num. 1, 2014
- [Mai95] MAINE, K. ; DEVIEUX, C. ; SWAN, P.: *Overview of IRIDIUM Satellite Network*. Proceedings of WESCON'95, San Francisco, 1995
- [Mar09] MARAL, G. ; BOUSQUET, M.: *Satellite Communications Systems 5th Edition*. John Wiley & Sons, Ltd., United Kingdom, 2009
- [Mar13] MARTONE, M. ; RIZZOLI, P. ; BRÄUTIGAM, B. ; KRIEGER, G.: *First 2 years of TanDEM-X mission: Interferometric performance overview*. Radio Science Journal of, vol. 48, pp. 617-627, September 2013
- [Men91] MENSA, D. L.: *High Resolution Cross-Section Imaging*. Artech House, London, 1991
- [Mes11] MESSERSCHMID, E. ; FASOULAS, S.: *Raumfahrtsysteme*. Springer-Verlag, Berlin, 2011
- [MIT11] MIT LINCOLN LABORATORY: *Annual Report*. Massachusetts, 2011
- [Mon01] MONTENBRUCK, O. ; GILL, E.: *Satellite orbits – models, methods, and applications*. Springer-Verlag, Heidelberg, 2001
- [Mor00] MOREIRA, A.: *Radar mit synthetischer Apertur- Grundlagen und Signalverarbeitung*. Universität Karlsruhe, Habilitationsschrift, 2000
- [NAS11] NASA JOHNSON SPACE CENTER: *International Space Station*. <https://nasa3d.arc.nasa.gov/detail/iss-hi-res>, Februar 2011
- [Ohm10] OHM, J.-R. ; LÜKE, H. D.: *Signalübertragung*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 2010
- [Özd12] ÖZDEMİR, C.: *Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms*. John Wiley & Sons, New Jersey, 2012
- [Pri93] PRITCHARD, W. L. ; SUYDERHOUD, H. G. ; NELSON, R. A.: *Satellite Communication Systems Engineering*. Prentice Hall, New Jersey, 1993
- [Rat05] RATHGEBER, W.: *Superresolution durch den Einsatz spektraler Schätzverfahren in der SAR-Prozessierung*. Dissertation, Karlsruhe, 2005
- [Rei08] REIGBER, A.: *Multimodale Verarbeitung hochauflösender SAR Daten*. Technische Universität Berlin, Habilitationsschrift, 2008

- [Rob16] ROBERTSON, D. A. ; HUNTER, R. L. ; GALLACHER, T. F.: *94 GHz pulsed coherent radar for high power amplifier evaluation..* Proc. SPIE 9829, Radar Sensor Technology XX, doi: 10.1117/12.2223044, 2016
- [Ros00] ROSEN, P. A. ; HENSLEY, S. ; JOUGHIN, I. R. ; LI, F. K. ; MADSEN, S. N. ; RODRIGUEZ, E. ; GOLDSTEIN, R. M.: *Sythetic Aperture Radar Interferometry*. Proceedings of the IEEE, Vol. 88, No. 3, März 2000
- [Sch90] SCHIEK, B. ; SIWERIS, H.-J.: *Rauschen in Hochfrequenzschaltungen*. Hüthig Verlag, 1990
- [Sci11] SCIOTTI, M. ; BESSO, P. ; FLOHRER, T. ; KRAG, H.: *Low Earth Orbit Objects Tracking and Orbit Determination from Ground-based Phased Array Radar Systems*. 12th International Radar Symposium (IRS), IEEE Conference Publications, Leipzig, 2011
- [SES17] SES ASTRA: *Sendersortierung nach Frequenzbelegung*. <http://www.astra.de/18946851/senderlisten>, 2017
- [Sko01] SKOLNIK, M. I.: *Introduction to radar systems*. McGraw-Hill, New York, 2001
- [Sta12] STAMBAUGH, J. J. ; LEE, R. K. ; CANTRELL, W. H.: *The 4 GHz Bandwidth Millimeter-Wave Radar*. Lincoln Laboratory Journal, Volume 10, Number 2, 2012
- [Sto16] STOCKHAUSEN, N.: *Methoden der digitalen Signalverarbeitung*. John Wiley & Sons, Weinheim, 2016
- [Sto06] STOKELY, C. L. ; FOSTER, J. L. ; STANSBERY, E. G. ; BENBROOK, J. R. ; JUAREZ, Q.: *Haystack and HAX Radar Measurements of the Orbital Debris Environment*. NASA Orbital Debris Program Office, Texas, November 2006
- [Teu17] TEUNISSEN, P. ; MONTENBRUCK, O.: *Global Navigation Satellite Systems*. Springer International Publishing AG, Cham, 2017
- [The05] THESSIN, R. N.: *Atmospheric Signal Delay Affecting GPS Measurements Made by Space Vehicles During Launch, Orbit and Reentry*. Massachusetts Institut of Technology, Department of Aeronautics and Astronautics, Master Thesis, 2005
- [Thu16] THUMM, M.: *State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers*. KIT Scientific Publishing, Karlsruhe, 2016
- [Thu98] THUMM, M. ; WIESBECK, W. ; KERN, S.: *Hochfrequenzmeßtechnik*. B.G. Teubner, Stuttgart, 1998
- [Ula81] ULABY, F. T. ; MOORE, R. K. ; FUNG, A. K.: *Microwave Remote Sensing - Active and Passive*. Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts, 1981
- [Ula14] ULANDER, L. M.: *Impulse Response Function for Ultra-wideband SAR*. Proceeding of EUSAR, Berlin, 2014
- [Uso14] USOFF, J. M.: *Haystack ultra-wideband Satellite Imaging Radar antenna*. IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Subsystems for Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications (BenMAS) , Philadelphia, 2014

- [Uso07] USOFF, J. M.: *Haystack Ultra-wideband Satellite Imaging Radar (HUSIR)*. MIT Lincoln Laboratory, Lexington, 2007
- [Vow88] VOWINKEL, B.: *Passive Mikrowellenradiometrie*. Vieweg & Son, Braunschweig, 1988
- [Wan13] WANG, W.-Q.: *Multi-Antenna Synthetic Aperture Radar*. CRC Press Taylor & Francis Group, Boca Raton, 2013
- [Wer12] WERMUTH, M. ; MONTENBRUCK, O. ; HELM, A. ; CACCIAPUOTI, L.: *Precise Orbit Determination and prediction of the ISS in the frame of the ACES Mission*. 6th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies (Navitec 2012) & European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, IEEE Conference Publications, 2012
- [Wie07] WIESBECK, W.: *Antennen und Antennensysteme*. Skriptum zur Vorlesung, Universität Karlsruhe (KIT), 2007
- [Wol00] WOLF, R.: *Satellite Orbit and Ephemeris Determination using Inter Satellite Links*. Universität der Bundeswehr München, Dissertation, München, 2000
- [Yan14] YAN, R. ; TANG, Y. ; LUO, Y.: *Design and Experimental Study of a High-Gain W-Band Gyro-TWT With Nonuniform Periodic Dielectric Loaded Waveguide*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 61 page 2564-2569, 2014

Eigene Veröffentlichungen

Teile dieser Dissertation wurden bereits in den folgenden Artikeln veröffentlicht:

Zeitschriftenbeiträge

EILERS, J.; ANGER, S.; NEFF, T.: *Radar Based System for Space Situational Awareness*. Journal of Space Operations & Communicator, Volume 13, Issue 4, Oktober, 2016.

JIROUSEK, M.; IFF, S.; ANGER, S.; PEICHL, M.: *GigaRad – A multi-purpose high-resolution ground-based radar – System concept, error correction strategies and performance verification*. International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Volume 7, Special Issue 3-4, Juni 2015, pp.443-451.

Konferenzbeiträge

ANGER, S.; JIROUSEK, M.; PEICHL, M.: *GigaRad – a versatile high-resolution ground-based pulse radar for advanced remote sensing research*. Proc. of 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Berlin, 2014, pp. 1-4.

ANGER, S.; PEICHL, M.; DILL, S.; JIROUSEK, M.; SCHREIBER, E.: *IoSiS – A high-performance imaging radar for surveillance of objects in low earth orbit*. Proc. of 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Hamburg, 2016, pp. 1-4.

ANGER, S.; PEICHL, M.; DILL, S.; JIROUSEK, M.; SCHREIBER, E.: *Imaging of satellites in low earth orbit using IoSiS system – antenna validation and first results*. Proc. of 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Aachen, 2018.

ANGER, S.; JIROUSEK, M.; DILL, S.; PEICHL, M.: *Imaging of satellites in space (IoSiS): challenges in image processing of ground-based high resolution ISAR data*. Proc. SPIE 10633, Radar Sensor Technology XXII, Orlando, 2018.

ANGER, S.; JIROUSEK, M.; DILL, S.; PEICHL, M.: *IoSiS – A high performance experimental imaging radar system for space surveillance*. IEEE Radar Conference (RadarConf), Boston, MA, USA, 2019, pp. 1-4.

ANGER, S.; ANGLBERGER, H.; JIROUSEK, M.; M.; DILL, S.; PEICHL, M.: *ISAR Imaging of Satellites in Space – Simulations and Measurements*. 20th International Radar Symposium (IRS), Ulm, Germany, 2019, pp. 1-6.

JIROUSEK, M.; IFF, S.; ANGER, S.; PEICHL, M.: *GigaRad – A multi-purpose high-resolution ground-based radar system: System concept, error correction strategies and performance verification*, 11th European Radar Conference, Rome, 2014, pp. 149-152.

HAAS, A.; PEICHL, M.; ANGER, S.: *Design of wide-band corrugated feed horn for reflector antenna in radar applications*, German Microwave Conference (GeMiC), Bochum, 2016, pp. 65-68.

JIROUSEK, M.; ANGER, S.; DILL, S.; SCHREIBER E.; PEICHL M.: *IoSiS: a radar system for imaging of satellites in space*, Proc. SPIE 10188, Radar Sensor Technology XXI, 101880Y, Anaheim, USA, 2017

JIROUSEK, M.; ANGER, S.; PEICHL M.; DILL, S.; SCHREIBER E.: *The IOSIS space object imaging radar*, Astrodynamics Community of Interest (ACI) Workshop, London, 2017

JIROUSEK, M.; DILL, S.; SCHREIBER E.; ANGER, S.; PEICHL M.; SCHREIBER H.: *Characteristics of the high-performance highly digitized multi-purpose radar system GigaRad: System Concept, System Correction and Calibration, Applications*, 11th German Microwave Conference (GeMiC), Freiburg, 2018, pp. 395-398

JIROUSEK, M.; ANGER, S.; DILL, S.; PEICHL M.: *Challenges in very high resolution imaging of satellites and objects in space*, Proc. SPIE 11003, Radar Sensor Technology XXIII, 1100312, Baltimore, USA, 2019

